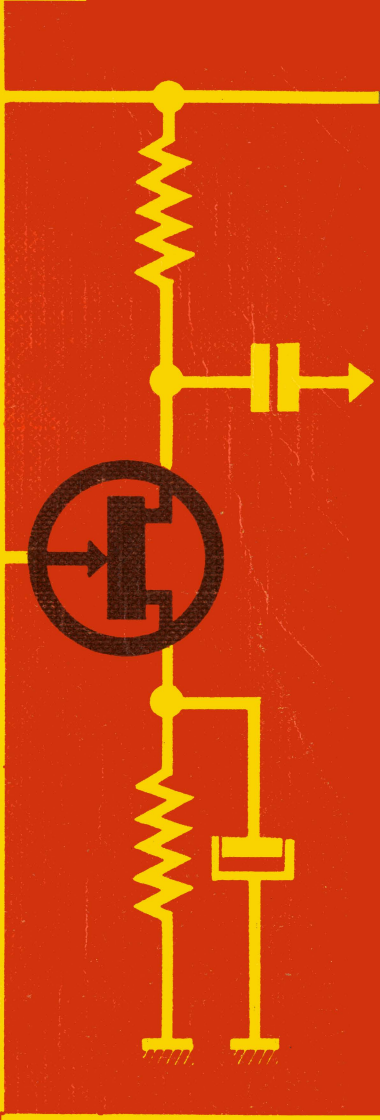
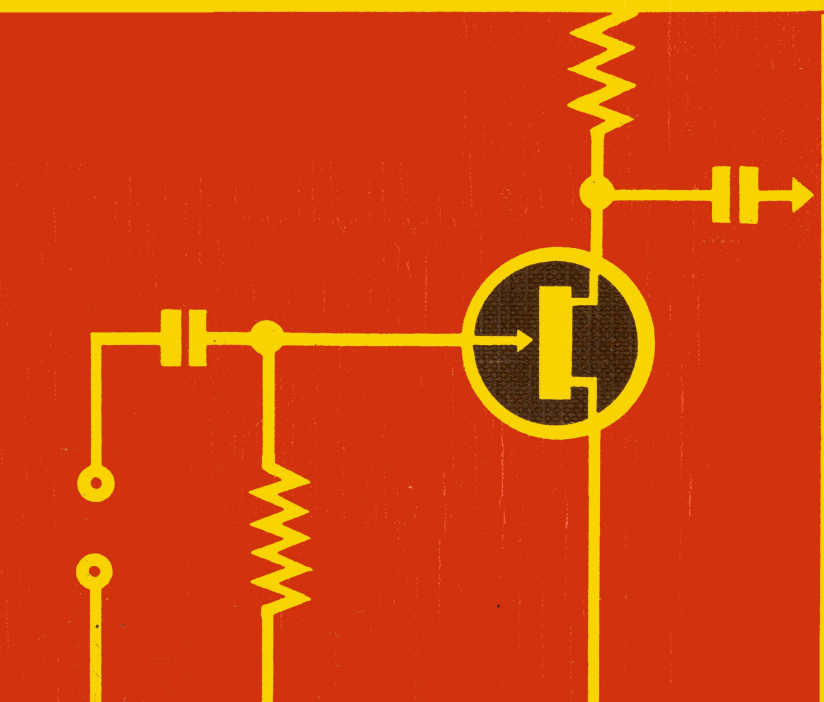
J. P. OEHMICHEN

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP





éditions radio

6 grands de l'électronique

Spécimen gratuit sur demande.

Toute l'Electronique

Revue mensuelle de technique expliquée et appliquée fondée en 1934 (11 numéros par an). Traitant de tous les aspects de l'électronique, elle est lue par tous les techniciens spécialisés de l'agent technique à l'ingénieur de recherches.

électronique pour vous HI-FI INTERNATIONAL

Revue mensuelle fondée en 1972 et consacrée à l'électronique « Grand Public » (11 numéros par an). En plus de la Hi-Fi et de ses bancs d'essais authentiques et rigoureux, des articles de synthèse sur les grands thèmes modernes d'actualité technique, des réalisations pratiques dans les domaines de la photo, la sonorisation, l'auto, la maison, le bateau, la télécommande, les modèles réduits, etc., et bien sûr des critiques de disques, des classiques aux plus pop.

Electronique & microélectronique industrielles

Revue fondée en 1955 et s'adressant aux promoteurs et utilisateurs des méthodes et appareils électroniques appliqués à tous les domaines de l'industrie (16 numéros par an).

électronique actualités

Hebdomadaire fondé en 1965, destiné aux cadres supérieurs de l'industrie et contenant toutes les nouvelles techniques, commerciales, financières et syndicales.

automatique & informatique industrielles

Revue mensuelle fondée en 1972 (11 numéros par an). Seule revue en France spécialisée dans les techniques et applications industrielles de l'automatisation.

REVUE DU SON
LES ARTS SONORES ET LES TECHNIQUES AUDIOVISUELLES

Première revue d'électroacoustique et de haute fidélité en langue française, fondée en 1953. Contenu des rubriques : acoustique, banc d'essai, restitution sonore, circuits, sonorisation, enregistrement, panorama audio, Hi-Fi télex, documents techniques, mesures, techniques audiovisuelles, musique électronique, arts sonores.

ÉDITIONS RADIO

9, RUE JACOB, 75006 PARIS - TÉL. : 033 . 13 . 65

A ma Femme.

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

AUTRES OUVRAGES DU MÊME AUTEUR :

Emploi rationel des transistors.

L'électronique ?... Rien de plus simple !

Pratique électronique.

Technologie des circuits imprimés.

Circuits électroniques à transistors.

J.-P. ŒHMICHEN

★

TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP

★

DEUXIÈME ÉDITION

ÉDITIONS RADIO
9, Rue Jacob - 75006 PARIS

Tous droits de traduction et de reproduction réservés pour tous pays.

© by Editions Radio,
Paris, 1969.

Dépôt légal : 2e trimestre 1973.
Numéro Editeur : 573
Numéro Imprimeur : 1530.
PRINTED IN FRANCE.
Imprimerie WALLON - VICHY.

PRÉFACE

C'est pour nous un double plaisir que de préfacer ce livre de M. ŒHMICHEN. D'abord en raison de la personnalité de l'auteur, ensuite en raison du sujet traité, qui nous tient particulièrement à cœur, et de la qualité de l'ouvrage.

Il est à peine besoin de présenter l'auteur, car il est bien connu et tout particulièrement des lecteurs de cette Collection. Ingénieur de l'Ecole de Physique et Chimie Industrielle de la Ville de Paris, il s'est spécialisé dans l'Electronique dès l'obtention de son diplôme en 1946.

Il a déjà à son actif de nombreux travaux, tout particulièrement dans le domaine de circuits électriques où il est détenteur de plusieurs brevets d'invention. C'est principalement à ce titre qu'il a reçu récemment une médaille d'argent de la Société d'encouragement pour la recherche et l'invention.

De plus cependant, il a suivi l'exemple de son père qui fut professeur au Collège de France, sur le plan de l'enseignement. Il est ainsi, parallèlement à son travail professionnel d'ingénieur-électronicien, professeur à l'Institut Supérieur d'Electronique du Nord. Et n'est-ce pas sous la rubrique de l'enseignement qu'il faut classer les 6 livres qu'il a écrits et qui ont déjà été publiés, la réalisation de plusieurs films d'enseignement ainsi que quelques 150 à 200 articles de semi-vulgarisation sur l'électronique.

C'est un nouvel ouvrage qu'il ajoute ici à un palmarès déjà chargé et qu'il nous soit permis de souligner qu'il s'agit du premier livre français sur la principale application actuelle de l'effet de champ électrique, dite transistor à effet de champ, application que nous croyons appelée au plus bel avenir.

Quelques mots sur le sujet de cette monographie. On rencontre l'effet de champ dans le processus de fonctionnement de tous les dispositifs à semi-conducteurs comportant une diode et même dans ceux où la tension est appliquée à travers une couche de diélectrique. Des précurseurs l'ont découvert il y a fort longtemps — le premier il y a une quarantaine d'années — mais sans en bien comprendre le sens. D'autre part, il y a trente ans déjà que des spécialistes de la physique théorique en ont pressenti et esquissé le mécanisme. Toutefois, il a fallu attendre la dernière décennie pour voir, d'abord paraître aux Etats-Unis une première théorie d'un dispositif que l'on dénomma

le transistor unipolaire ou transistor à effet de champ, sous sa forme laminaire la seule envisagée jusque-là, et ensuite, le développement en France d'une structure à effet de champ centripète qui d'entrée, a dépassé sensiblement les performances à haute fréquence des transistors à injection de l'époque et qui la première, a pu être transposée sur le plan industriel. C'est cette structure qui — malgré les vicissitudes que rencontre, hélas, toute nouveauté plus ou moins révolutionnaire — a constitué le germe de la création ultérieure des générations successives des « transistors » à effet de champ, qui prennent de plus en plus d'importance dans la hiérarchie des dispositifs à semi-conducteurs.

C'est un premier mérite de l'ouvrage de M. ŒHMICHEN que de tracer les grandes lignes de ce développement, d'en faire ressortir l'intérêt et d'en esquisser dans le dernier chapitre de son ouvrage les perspectives d'avenir. Dans les limites forcément restreintes de son ouvrage très général, l'étude des dispositifs, en particulier des triodes à effet de champ, est néanmoins pertinente et fournit l'essentiel.

Mais c'est dans l'étude des applications de tels dispositifs que l'auteur donne toute sa mesure, car non seulement il décrit ce qui est déjà connu, mais de plus apporte des contributions originales.

Après discussion des montages fondamentaux, il examine ainsi d'abord les circuits impulsionnels, astables, monostables et bistables, constitués par des triodes à effet de champ seules ou associées aux transistors à injection. Suit un chapitre sur les circuits modulateurs, fort important car il concerne l'ensemble d'applications à la commutation électronique dans toute l'acception de ce terme. Ensuite, l'auteur considère successivement les différentes variétés des circuits d'utilisation en H.F., V.H.F. et U.H.F., où il examine successivement les circuits d'oscillateurs, d'amplificateurs sélectifs et d'amplificateurs vidéofréquence. Dans toutes ces applications, l'auteur discute les avantages et les inconvénients que peuvent présenter les différents dispositifs à effet de champ considérés et montre tant leur position actuelle dans la compétition avec les transistors à injection d'une part et les tubes électroniques d'autre part que leur position prévisible à brève échéance, compte tenu des nouveautés de laboratoire dont la commercialisation peut être raisonnablement escomptée.

Un chapitre sur les appareils de mesure complète cette exhaustive étude sur les différents domaines d'application des triodes à effet de champ.

La belle monographie de M. ŒHMICHEN intéressera, nous en sommes convaincus, les électriciens et électroniciens et surtout tous les utilisateurs des composants électroniques actifs. Elle les amènera, en particulier, à confronter pour toute nouvelle application envisagée la solution à transistors à effet de champ avec les solutions traditionnelles à transistors à injection ou à tubes. Elle pourra ainsi devenir génératrice des progrès techniques appréciables.

En bref, la lecture de cet ouvrage peut et doit être recommandée.

Stanislas TESZNER.

INTRODUCTION

Dans de nombreuses techniques, on rencontre une évolution « oscillante ». Des solutions, qui avaient été jugées parfaites en leur temps, sont abandonnées au profit de solutions nouvelles, et l'on voit, au bout de quelque temps, la solution primitive se placer à nouveau à la pointe du progrès.

Dans l'électronique, on rencontre de telles oscillations : on se souvient, en effet, que les premiers pas de la radio ont été faits avec des matériaux semi-conducteurs : la galène. Ces dispositifs, jugés périmés, ont été « lourdement » détrônés par les tubes à vide, qui ont régné plus de quarante ans... mais chacun sait la revanche éclatante que les semi-conducteurs ont prise en revenant au premier plan de l'actualité technique.

On retrouve une oscillation analogue, quoique limitée à un plus petit domaine, en ce qui concerne les impédances des circuits utilisés dans l'électronique. En effet, au début de cette technique, on a commencé à employer les tubes fonctionnant en régime de grille positive. Il en résultait des impédances d'entrée relativement faibles, ce qui nécessitait des circuits adaptés à ces impédances. Il faut même signaler, à ce propos, un fait assez amusant : il paraît que la majeure partie des circuits utilisant actuellement des transistors ne peuvent être efficacement couverts par des brevets, ces derniers étant largement frappés d'antériorité par les circuits qui furent utilisés avec les tubes à grille positive.

Rapidement, on s'est aperçu qu'il était plus intéressant d'utiliser les tubes dans le domaine de polarisation *négative* de leur grille. On avait alors affaire à des impédances d'entrée considérables, correspondant à des consommations de puissance très faibles et autorisant des réalisations quelquefois plus variées que celles que permettaient les tubes à grilles positives. Cette technique des circuits à

haute impédance est restée l'habitude des électroniciens pendant plus de 35 ans. Mais l'oscillation s'est faite en sens inverse, quand, à partir du milieu de ce siècle, les transistors sont venus prendre la relève des tubes : les impédances d'entrée s'effondraient, l'on a assisté à un retour à des circuits, bien oubliés d'ailleurs, qui nécessitaient une commande en *courant,* sous des tensions relativement faibles. Maintenant que, depuis près de 15 ans, la technique de ces transistors a été bien acceptée par tout le monde, voici qu'apparaissent de nouveaux dispositifs, également basés sur les propriétés des semi-conducteurs, mais dans lesquels un type d'emploi nouveau fait que l'impédance d'entrée est très grande. On peut penser que « il n'y a qu'à » appliquer à ces dispositifs les techniques que l'on a apprises avec les tubes électroniques ; mais la solution ne serait pas parfaite, et ce pour plusieurs raisons.

En effet, les transistors à effet de champ (car c'est d'eux que nous voulions parler) rendent possibles des réalisations différentes de celles que permettaient les tubes électroniques à grille négative. D'abord, ce sont des semi-conducteurs, et, à ce titre, ils donnent les possibilités que nous ont apportées les transistors, en particulier l'absence d'élément chauffant, la faible consommation, le rendement élevé, la haute fiabilité et les faibles dimensions.

D'autre part, l'habitude de la technique des transistors étant prise maintenant depuis près d'une quinzaine d'années, il existe un bon nombre de techniciens qui n'ont jamais, de leur expérience technique, utilisé un tube. La référence à ces derniers ne leur serait donc d'aucune utilité. S'ils en connaissent l'existence à titre historique, ils n'en ont pratiquement jamais manipulés, habitués qu'ils sont aux transistors classiques.

C'est pour cette raison qu'il nous a semblé intéressant d'examiner les transistors à effet de champ, d'en décrire la structure, les propriétés, les applications et les possibilités nouvelles, pour montrer à quel point ces dispositifs permettent d'élargir encore les ressources des semi-conducteurs.

Comme chaque fois qu'un dispositif nouveau arrive sur le marché, il se trouve toujours des gens pour dire qu'il va détrôner tous les autres. Ce genre de prophètes n'a pas manqué de se manifester à propos du transistor à effet de champ et l'on a pu lire en plusieurs endroits qu'il allait remplacer, dans toutes ses applications, le transistor classique. En réalité, une étude un peu plus prudente des possibilités montre que, si le transistor à effet de champ est quelquefois irremplaçable pour plusieurs applications, il doit s'associer au transistor classique — ce dernier étant préférable dans certains domaines — et non se substituer à lui. Il est, certes, possible de réaliser une variété d'appareils très grande en utilisant exclusivement les tran-

sistors à effet de champ. Il n'est pas certain que les résultats obtenus ainsi, ou la simplicité des méthodes permettant d'obtenir ces résultats, soient toujours à l'avantage du transistor à effet de champ par rapport à une réalisation correspondante en transistors classiques.

Il nous semble donc important de bien connaître ce nouveau dispositif (ou tout au moins, un dispositif dont l'introduction en grande quantité sur le marché est relativement nouvelle), pour savoir l'utiliser avec profit et en tirer le maximum de possibilités, sans chercher systématiquement à le substituer partout aux transistors classiques.

Comment et quand est né ce *nouveau* dispositif électronique ? Il s'agit-là d'une question à laquelle il est très difficile de répondre. En effet, il semble qu'il y ait eu des recherches faites sur des dispositifs extrêmement voisins en 1930... Oui, nous disons bien, quand ce siècle avait 30 ans. C'est un nommé LILIENFELD qui décrit dans un brevet américain, n° 1 745 175 du 28 janvier 1930, un dispositif à l'état solide dans lequel on peut agir sur un courant par un autre courant. Etant donné la structure du système proposé par LILIENFELD (et *réalisé* par lui, ayant même donné lieu à la fabrication d'un authentique récepteur de radio), beaucoup de gens ont pensé qu'il s'agissait de l'utilisation de l'effet de champ. En réalité, le transistor décrit dans le brevet en question est un authentique transistor à jonction. Il paraît, suivant d'autres renseignements, que le même LILIENFELD aurait également expérimenté des dispositifs plus proches de notre actuel transistor à effet de champ (*). Quoi qu'il en soit, il faut attendre les premières années suivant l'apparition officielle du transistor (c'est-à-dire après 1948), pour que l'on voit apparaître une possibilité de commander un passage de courant dans un semiconducteur par un champ électrique.

Le transistor à effet de champ, qui avait alors été appelé « Fieldistor », était réalisé au moyen d'un cristal de germanium, sur lequel appuyait un chercheur (pointe métallique), comme dans le transistor classique à pointes, mais avec cette différence que le second chercheur ne *touchait* pas le germanium mais s'en *approchait* simplement très près. Une tension appliquée sur ce second chercheur modifiait le courant passant entre le premier et le cristal de germanium. Quoique signalée à l'époque, cette invention n'eut vraisemblablement aucune suite : il faut penser que la sensibilité d'un tel dispositif était extrêmement faible, et, devant le développement foudroyant des transistors classiques, sa réalisation ou son perfectionnement ne devaient intéresser personne.

(*) Signalons aussi le brevet de HEIL (*British Patent* n° 439 457 du 26 septembre 1939) décrivant une structure voisine du MOST et l'étude analytique de Shockley (an unipolar field effect transistor) parue dans le P.I.R.E. de novembre 1952, pages 1365-1376.

Une contribution très importante dans ce domaine vint d'un pionnier français des semi-conducteurs, M. TESZNER, qui nous a fait l'honneur d'écrire la préface du présent ouvrage. C'est en effet peu de temps après l'apparition des transistors classiques à jonctions qu'il conçut son premier « Tecnetron », nom composé des premières lettres du nom de l'inventeur et des initiales du Centre National d'Etudes des Télécommunications.

Le « Tecnetron » est un bâton de germanium, dans lequel il est pratiqué un étranglement, sorte de gorge très mince, sur lequel on réalise une jonction alliée utilisée en polarisation *inverse* pour réduire le courant passant dans le barreau de germanium. C'est donc là un authentique transistor à effet de champ, et c'est l'un des premiers dans le monde à avoir fonctionné à des fréquences relativement importantes, puisque nous nous rappelons très bien des démonstrations d'émetteurs et de récepteurs à 30 MHz utilisant des « Tecnetrons » à une époque où aucun pays étranger ne commercialisait de transistors à effet de champ (*).

Dans un tel dispositif, l'impédance d'entrée était déjà assez élevée, encore que les jonctions au germanium présentent toujours une fuite relativement importante. La pente, ou transconductance, indiquant l'influence de la tension de l'électrode de commande sur le courant qui passe entre les deux autres électrodes, est relativement faible dans un « Tecnetron ». C'est probablement ce fait qui en a limité la diffusion lors des premières réalisations.

On a périodiquement reparlé de structures de transistors à effet de champ pendant les années 1955 à 1962. Cependant, ces différentes réalisations n'eurent pratiquement pas de diffusion commerciale, étant donné, probablement, leur difficulté technologique de réalisation.

C'est un fait nouveau qui est venu bouleverser totalement la technologie des transistors en général, et qui a relancé complètement l'intérêt sur les dispositifs à effet de champ. Ce fait nouveau est l'utilisation, pour la réalisation des transistors, de la technique planar, imaginée par la société *Fairchild*.

Ce système de réalisation en structure plane, utilisant des masquages par l'oxyde de silicium, des photogravures de cet oxyde et des diffusions en phase gazeuse, a permis de donner au transistor classique une qualité qui le plaçait en tête des dispositifs électroniques intéressants, lui faisant définitivement surclasser tous les tubes électroniques. Même en technique planar, le transistor à jonctions se

(*) Signalons aussi une liaison à Tecnetrons sur 108 MHz en 1959, réalisée pour la première fois en France et aux U.S.A. à une époque où aucun transistor bipolaire ne le permettait.

commande toujours par un courant sur sa base. Ce dernier peut d'ailleurs être faible, puisque l'on connaît des transistors planar qui gardent un gain dynamique de plus de 200 pour une valeur de 1 μA du courant collecteur. Cela signifie que, dans un tel régime de fonctionnement, le courant de commande sur la base est de 5 nA.

Mais cette même technique planar devait permettre des réalisations tout à fait nouvelles dans le domaine des transistors à effet de champ. De nombreux chercheurs, tant en France, qu'aux U.S.A. et dans de nombreux autres pays, ont commencé à étudier des structures qui ont été rapidement commercialisées à partir des années 1962 et 1963. Leur développement a été très rapide. Et en même temps que la diversité des modèles augmentait, que leurs performances devenaient meilleures de mois en mois, leurs prix diminuaient.

On devait donc arriver normalement à un certain « point critique », où le rapport qualité/prix monte au-delà d'une certaine valeur, imposant un emploi très généralisé des nouveaux dispositifs. On peut dire que la grande année de parution du transistor à effet de champ a été 1965. En France, les recherches sur ces dispositifs étaient extrêmement poussées ; en particulier, dans le cadre des applications des idées de M. TESZNER, une société française de semi-conducteurs réalisait une gamme de transistors à effet de champ à structure planar, permettant des applications très intéressantes.

En même temps que l'on perfectionnait ces dispositifs à effet de champ, possédant une jonction, une autre technique apparaissait, s'inspirant de principes un peu différents ; elle permettait de commercialiser une gamme de dispositifs utilisant également l'effet de champ, mais avec une électrode de commande totalement isolée du canal : il s'agit des transistors MOST (Métal Oxyde Semiconductor Transistor). Ces transistors, aux propriétés relativement différentes des modèles à effet de champ possédant une jonction, sont également fort intéressants, surtout pour certaines applications spécifiques. Nous les étudierons donc en même temps.

Dans la suite de cet ouvrage, pour gagner du temps et éviter les confusions, nous utiliserons systématiquement l'abréviation T.E.C. pour désigner les transistors à effet de champ à jonction, tandis que nous désignerons systématiquement par l'abréviation MOST, les transistors, également à effet de champ, dans lesquels la grille, ou électrode de commande, est isolée par une couche de silice (ou d'un autre isolant adéquat) du canal dans lequel le champ électrique commande l'intensité.

Avant d'aller plus loin, précisons un peu les avantages et inconvénients des T.E.C. et MOST par rapport aux transistors classiques à deux jonctions. En effet, il peut sembler illogique de consacrer un livre uniquement à ces dispositifs à effet de champ. En réalité, si les

schémas que nous rencontrerons en examinant les montages qui utilisent de tels transistors, sont souvent très analogues à ceux des réalisations à transistors classiques, les domaines d'applications des dispositifs à effet de champ sont relativement différents de ceux des transistors usuels. En effet, la possibilité de commander un *courant* par une *tension*, cette dernière étant appliquée à un circuit d'une résistance pratiquement infinie en continu, permet des réalisations spécifiques. Nous rencontrerons donc les dispositifs à effet de champ, T.E.C. ou MOST, dans toutes les applications où une haute impédance est indispensable. Quoique les transistors usuels permettent de réaliser de tels montages par des dispositions appropriées, il n'en reste pas moins que le domaine des hautes impédances est celui dans lequel les dispositifs à effet de champ sont rois.

En dehors de ces applications particulières, nous les rencontrerons comme commutateurs tout ou rien, car ils présentent, comme nous le verrons plus loin, le grand avantage de se comporter comme une résistance variable, rigoureusement passive si on le désire, contrairement aux transistors classiques, qui présentent le désagréable phénomène d' « offset ». Enfin, les dispositifs à effet de champ sont intéressants en raison de propriétés spécifiques, comme leur faible bruit de fond, leur résistance aux radiations nucléaires et la possibilité qu'ils offrent, moyennant un choix convenable du régime de fonctionnement, d'être insensibles à la température (*).

On pourrait conclure, d'après cet examen rapide de leurs propriétés, que de tels dispositifs doivent remplacer systématiquement les transistors classiques. Nous avons déjà dit qu'il n'en est rien, à notre avis, et que les T.E.C. et MOST doivent simplement prendre une part importante dans les réalisations électroniques, sans prétendre les assurer toutes par eux-mêmes. En effet, si l'on désire amplifier un *courant*, le transistor classique à deux jonctions demeure insurpassable, si ce courant est supérieur à quelques microampères. D'autre part, ces transistors classiques sont quelquefois très supérieurs aux dispositifs à effet de champ en commutation : on peut, en effet, en portant un transistor classique à la saturation, en faire un véritable court-circuit entre émetteur et collecteur. La tension résiduelle à ses bornes est alors presque nulle. Dans la technique actuelle des T.E.C. et MOST, on en est relativement loin, et une tension résiduelle, non négligeable, aux bornes de ces dispositifs est quelquefois un obstacle important à leur utilisation en commutation.

(*) Signalons de plus que le T.E.C. n'est pas sujet à l'emballement thermique puisque, à fort courant, son coefficient de température est négatif. Enfin, on a constaté que la présence d'un T.E.C. en sortie d'une chaîne d'amplification V.H.F. rendait la chaîne plus stable que si cette dernière ne comportait que des transistors bipolaires.

D'autre part, si le T.E.C. est supérieur au transistor à jonctions du point de vue du bruit de fond, pour les sources d'attaque de résistance interne élevée, il lui est inférieur quand ces sources ont une résistance interne plus réduite. Il est possible d'ailleurs que ses propriétés se trouvent fortement modifiées par une évolution technologique des différents types de transistors.

Quoi qu'il en soit, on voit que le groupe des dispositifs à effet de champ présente des avantages et inconvénients caractérisés par rapport aux transistors usuels. Ce groupe est donc amené à jouer un rôle important dans de nombreuses applications, soit en utilisant exclusivement des modèles à effet de champ, soit en les associant avec des transistors classiques.

Il existe certaines applications, pour lesquelles les solutions en T.E.C. ou MOST et les solutions en transistors classiques sont pratiquement équivalentes. Dans le cas de telles réalisations, seul l'avenir nous indiquera, par l'évolution respective des prix des différents dispositifs, celui des deux qui doit prendre une place prépondérante.

Il ne faut pas oublier, en effet, que de simples questions de valeur commerciale décident quelquefois du choix d'un dispositif ou d'un autre. Ceci ne se produit, bien entendu, que lorsque les performances des deux dispositifs, pour l'application envisagée, sont à peu près équivalentes. Il faudrait se garder de conclusions hâtives, basées sur les prix actuels des T.E.C. ou MOST comparés à ceux des autres transistors : ces prix sont, en effet, les uns comme les autres, en constante évolution. Quoi qu'il en soit, on commence maintenant à trouver des T.E.C. à des prix voisins de ceux des transistors usuels à performances analogues. On peut donc penser que le côté commercial influera certainement moins le choix d'ici quelques années.

Il reste également à considérer le domaine des puissances que l'on peut obtenir dans ces dispositifs. Actuellement, les T.E.C. de puissance sont relativement peu développés, mais des essais de laboratoire et des réalisations de dispositifs expérimentaux sont actuellement très prometteurs. Il se pourrait que, dans un avenir relativement proche, le T.E.C. de puissance concurrence très efficacement le transistor de puissance classique.

On voit donc, par l'étude des propriétés relatives des dispositifs à effet de champ et des transistors usuels, que les modèles à effet de champ sont amenés à jouer un très grand rôle, surtout si on les utilise rationnellement. C'est ce qui nous a incité à écrire ce livre, pour familiariser les techniciens avec une nouvelle classe de dispositifs en plein essor, en leur permettant d'accroître les possibilités de réalisation dont ils disposent, exactement comme il est courant d'augmenter les possibilités des réalisations techniques, quand on adjoint, aux modèles *n-p-n*, des modèles *p-n-p*. L'emploi de transistors de

ces deux types simultanément a permis des solutions très élégantes de problèmes complexes. Nous pensons que, de même, les montages mixtes à transistors classiques et T.E.C. ou MOST permettront des réalisations fort intéressantes.

CHAPITRE 1

LES DISPOSITIFS

Nous commencerons par étudier systématiquement les éléments actifs à effet de champ. Il nous faudra donc savoir quelle est leur structure, comment on les fabrique, quelles en sont les caractéristiques et les grandeurs qui permettent de les définir. Cette étude sera faite séparément pour les T.E.C. et pour les MOST, assez différents, tant dans leur technologie que dans leurs caractéristiques.

Nous examinerons ensuite comment les propriétés de ces dispositifs à effet de champ sont modifiées par des agents extérieurs comme la température ou les rayonnements nucléaires, et comment elles évoluent éventuellement dans le temps.

Il faudra ensuite préciser comment se mesurent les grandeurs caractéristiques des dispositifs, ce qui permettra de savoir exactement à quel élément l'on a affaire, pour voir s'il est bien adapté à l'usage que l'on envisage. Enfin, nous définirons un moyen de repérage et de classement, par groupes de lettres et de chiffres, qui permettra de savoir facilement le type de dispositif à employer en vue d'une application donnée. Un tel système de classement donne la possibilité, au fur et à mesure que de nouveaux dispositifs sont réalisés par l'industrie, de les mettre dans une des classes précédentes, pour savoir à quoi on pourra les employer avec le maximum d'efficacité.

1. — Le T.E.C. à déplétion (ou « à appauvrissement »).

Les types de T.E.C. que nous allons étudier maintenant sont ceux dans lesquels le canal (zone de semi-conducteur dopé dans lequel passeront les charges entre les électrodes appelées respectivement source et drain) est normalement conducteur. C'est l'application d'un

champ électrique sur l'électrode de commande (que nous appellerons grille), qui va diminuer progressivement la possibilité de passage des charges entre la source et le drain.

1-1. — *STRUCTURE*

Une représentation simplifiée de la structure d'un tel T.E.C. est indiquée sur la figure 1-1. En *a*, on voit le dispositif en coupe. Sur un substrat de silicium de type P, une couche de type N est déposée, dans laquelle est pratiquée une diffusion de type P le long d'une bande. Cette bande diffusée est d'ailleurs reliée électriquement au substrat, ainsi que nous le verrons plus loin. Les deux zones de diffusion N +, situées de part et d'autre de la bande de type P, sont là uniquement pour permettre une meilleure connexion avec les deux fils de source (S) et de drain (D).

Sur la figure 1-1 *b*, qui est une vue de dessus du même dispositif, on voit la bande diffusée de type P et, de part et d'autre, parallèlement, les deux bandes diffusées de type N +.

La zone appelée *canal* est celle qui est comprise entre le substrat et la barre diffusée de type P. Sa largeur est A, son épaisseur *e* et sa longueur *l*.

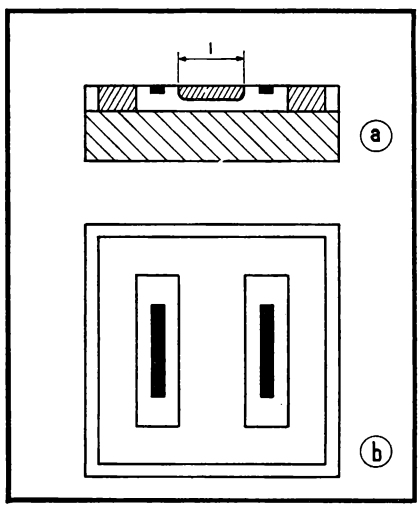


Fig. 1-1. — Vue en coupe (a) et de dessus (b) de la structure d'un T.E.C. à jonction. Les zones foncées sont deux zones diffusées N + servant à réaliser les contacts sur les extrémités du « canal » (zone N, claire, comprise entre le substrat de type P et la barre diffusée supérieure, de type P). Ces deux contacts s'appellent la « source » et le « drain » (leur rôle est symétrique) et la barre de type P, reliée au substrat P, s'appelle la « grille » du T.E.C. La cote l représente la longueur du canal.

Précisons tout de suite que la description que nous donnons ici est celle d'un T.E.C. du type « à canal N ». On pourrait très bien, en effet, réaliser un T.E.C. dans lequel le canal serait une zone de silicium de type P, avec deux diffusions P + pour la source et le drain, cette couche étant déposée sur un substrat de silicium N, et possédant une barre diffusée, également de type N. On aurait alors réalisé un T.E.C. « à canal P ».

Elargissement du canal

Comme nous le verrons par la suite, le courant maximal qui peut passer dans un T.E.C. est limité par la largeur du canal. Dans une structure comme celle de la figure 1-1, cette largeur est limitée elle-même par la dimension géométrique de la plaquette de silicium sur laquelle est réalisé le T.E.C.

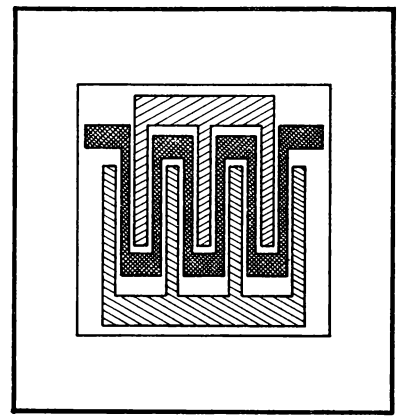


Fig. 1-2. — Pour augmenter la largeur du canal sans augmenter abusivement les dimensions de la plaquette de silicium sur laquelle est réalisé le T.E.C., un bon moyen consiste à réaliser une zone de grille en forme de grecque, serpentant entre les zones N + de source et de drain (en hachures plus légères), qui ont la forme de peignes « interdigités » (dont les « doigts » entrent les uns dans les autres).

Si l'on veut obtenir un canal beaucoup plus large, sans pour cela devoir utiliser une plaquette de silicium de dimensions prohibitives, une solution simple consiste à imbriquer les diffusions N + de source et de drain comme deux peignes interdigités, avec la zone diffusée P qui serpente entre les deux, ainsi que le représente la figure 1-2. Cette dernière donne, comme pour la figure 1-1 *b*, la vue de dessus du dispositif.

On peut encore envisager beaucoup d'autres structures. Nous indiquerons, à titre d'exemples, des réalisations en cours de développement au moment où nous écrivons ces lignes.

Il est possible, par exemple, de faire en sorte que la zone diffusée P soit reliée au substrat de type P par une succession de « piliers », placés en quelque sorte comme les barreaux d'un grille, et entre lesquels le canal se trouve morcelé, ces « canaux partiels » étant en parallèle. Une telle structure permet d'accroître l'efficacité de la commande de grille sur le passage des charges dans tous les différents petits canaux en parallèle.

Structure « en brosse »

Dans la structure que nous avons détaillée ci-dessus, appelée quelquefois structure « en peigne », le courant passe entre les « piliers », parallèlement à la surface de la plaquette de silicium.

Dans la structure « en brosse », qui est celle qu'on emploie actuel-

lement sur les « Gridistors » de SESCOSEM, le passage du courant se fait perpendiculairement à la surface du silicium. Les canaux sont un ensemble de petits piliers de silicium N, joignant le substrat N (le drain) et une zone N en surface (la source) en traversant une zone P (la grille), qui exerce son action d'appauvrissement (ou déplétion) sur chaque canal individuellement. Dans une telle structure, on peut affecter aux électrodes de source et de drain la totalité de la surface de la plaquette de silicium, puisque c'est une structure en volume, contrairement aux structures en surface de tous les autres T.E.C.

Il y a donc là une possibilité de réalisation de T.E.C. de puissance, admettant une dissipation de puissance importante sur son drain. En effet, le drain dans un tel T.E.C. a une grand dimension, et l'on peut également avoir une résistance thermique faible entre ce drain et l'embase métallique du transistor, permettant ainsi une bonne évacuation de la chaleur. Il y a de très nombreuses autres structures pour les T.E.C. Il nous semble inutile de les passer toutes en revue, étant donné que l'évolution technologique rendra rapidement une telle description périmée.

Quoi qu'il en soit, les modifications de ces structures ont essentiellement pour but de permettre une réalisation plus économique, une efficacité plus grande de la commande du courant drain par la différence de potentiel grille-source, une réduction des capacités parasites, et quelques autres avantages.

1-2. — *FABRICATION*

Nous donnerons ici quelques indications sur les moyens pratiques de fabrication des T.E.C. Bien entendu, il s'agit, là aussi, d'un domaine où l'évolution technologique rendra rapidement ces renseignements périmés.

Les dispositifs les plus efficaces fabriqués actuellement (1969) utilisent le procédé « planar », qui permet de localiser des diffusions de dopants dans différentes zones d'un monocristal de silicium.

On sait que, pour faire pénétrer, par exemple, dans un cristal de silicium de type N une impureté en phase gazeuse, qui tendra à réaliser une zone P, on peut le faire en faisant agir sur la plaquette de silicium, préalablement oxydée sur toute sa surface, sauf sur une petite zone, un gaz chaud, contenant un dopant du type positif comme le bore par exemple.

On sait, en effet, que l'oxydation du silicium (réalisée généralement par action de la vapeur d'eau sur la plaquette de silicium chauffée au rouge), donne une couche de silice SiO_2 dont on connaît la solidité et l'étanchéité.

Pour ouvrir une fenêtre dans cette couche de silice, on emploie des méthodes dérivant de la photogravure. On commence par enduire la couche de silice d'une couche très mince d'un vernis photosensible, normalement soluble dans un solvant approprié, mais devenant insoluble dans ce solvant quand il a été éclairé pendant un temps suffisant.

En appliquant, contre la plaquette de silicium, recouverte de sa couche d'oxyde, couverte elle-même du vernis photosensible, un cliché photographique adéquat, et en faisant agir la lumière à travers ce cliché, on provoquera l'insolubilisation du vernis en tous les points où le cliché est transparent.

Une fois que l'on a dépouillé le vernis, c'est-à-dire fait agir le solvant qui dissoudra les parties non éclairées, on peut alors faire agir sur l'ensemble de l'acide fluorhydrique qui dissoudra la silice là où le vernis ne la protège plus. Il sera ainsi possible d'ouvrir une fenêtre (ou plusieurs simultanément) dans cette couche de silice.

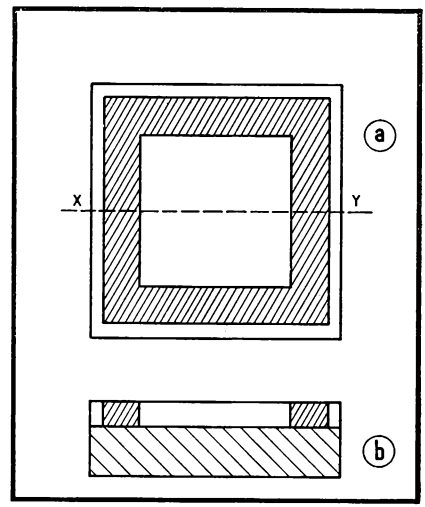


Fig. 1-3. — La première étape de réalisation d'un T.E.C. est la diffusion profonde, dans la zone épitaxiale N (en blanc) qui surmonte un substrat de type P (en grisé), d'un « caisson d'isolement », sorte de cadre de type P + (en gris foncé) qui traverse entièrement la zone N et rejoint le substrat P. En (**a**), la vue de dessus de la plaquette ; en (**b**), la coupe suivant x-y.

Pour la réalisation d'un T.E.C. du type de celui qui est représenté sur la figure 1-1, on commence, à partir d'un substrat de silicium P, par faire un dépôt d'une couche épitaxiale de type N sur ce substrat. Rappelons que cette couche épitaxiale est un dépôt qui est réalisé à partir d'un composé gazeux de silicium, contenant un dopant de type N, envoyé sur une plaque de silicium portée à une très haute température. Le silicium contenu dans le composé gazeux se dépose sur la plaquette en continuant la structure cristalline du substrat.

Une fois cette couche déposée, on va réaliser ce que les techniciens des circuits intégrés appellent un « caisson », c'est-à-dire une

sorte de mur en silicium de type P, qui séparera la zone utile du dispositif du reste de la plaque de silicium, et permettra ainsi de ne pas être gêné par les effets de bord.

Ce caisson est une diffusion profonde de type P, entourant un espace rectangulaire, ainsi que le montre la figure 1-3. Sur cette figure, en *a*, nous voyons la plaquette vue de dessus : le caisson se présente comme une bordure rectangulaire, enserrant un espace de silicium N. La figure 1-3 *b* représente la coupe de la plaquette suivant la direction X - Y. On voit que la diffusion de type P a été très profonde, puisqu'elle rejoint le substrat à travers la couche épitaxiale.

Une fois la diffusion de ce caisson terminée, on réoxyde les surfaces non couvertes de silicium, pour permettre une nouvelle photogravure. Le but de celle-ci est d'ouvrir une fenêtre, pour diffuser dans la couche épitaxiale une nouvelle zone P, ainsi que le montre la figure 1-4 *a* (vue de dessus) et 1-4 *b* (sur une coupe X - Y). On voit sur la figure 1-4 *b* que la nouvelle diffusion de type P est moins profonde que ne l'avait été la diffusion du caisson : la nouvelle zone P ne rejoint pas le substrat. C'est, tout simplement, la barre supérieure qui, entre elle-même et le substrat, délimitera le canal dont nous avons parlé plus haut.

On voit en même temps comment se trouve réalisée l'interconnexion de cette barre et du substrat : c'est par l'intermédiaire du caisson que cette interconnexion se fait.

Il restera, après avoir réoxydé la fenêtre ouverte dans la silice, à faire une troisième photogravure, pour permettre la diffusion des deux zones N +, de part et d'autre de la bande P, ainsi que l'indique la figure 1-5.

Le T.E.C. est maintenant presque terminé ; il ne reste, en effet, qu'à établir les sorties de connexions. Pour ce qui est de la connexion de grille, aucune difficulté : la plaquette de silicium est soudée sur une pièce métallique, par l'intermédiaire d'une rondelle en or, le tout étant chauffé à une température suffisante pour provoquer la fusion de l'eutectique or-silicium.

Restent les connexions de source et de drain. On les fera arriver, sur des métallisations mises en contact avec les zones N + dont nous avons parlé plus haut, au moyen de fils fins en or, soudés par la méthode de « thermocompression ». Rappelons que cette méthode consiste à réaliser un excellent contact entre un fil d'or et une métallisation en appuyant fortement l'extrémité du fil d'or sur la zone métallique, le tout étant chauffé à une température de l'ordre de 300°C.

Ces deux fils d'or seront reliés aux deux connexions qui arrivent à l'intérieur du boîtier du transistor, et l'ensemble se trouvera ainsi

terminé quand on aura recouvert le dispositif d'un capot ou d'un enrobage de plastique, destiné à protéger la plaquette à la fois contre l'humidité et contre la lumière.

Dans la description que nous venons de donner, nous avons envisagé la réalisation d'un T.E.C. de structure géométrique simple. Il suffirait de modifier les « masques » (clichés photographiques utilisés pour la photogravure des fenêtres dans la silice) pour permettre

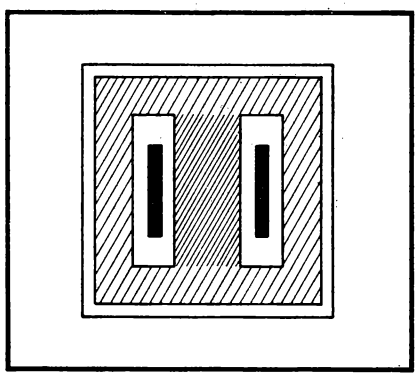


Fig. 1-4. — La seconde étape de réalisation d'un T.E.C. consiste à diffuser une zone P, moins profonde, qui rejoint le caisson d'isolement, mais ne traverse pas la zone N, laissant subsister le canal.

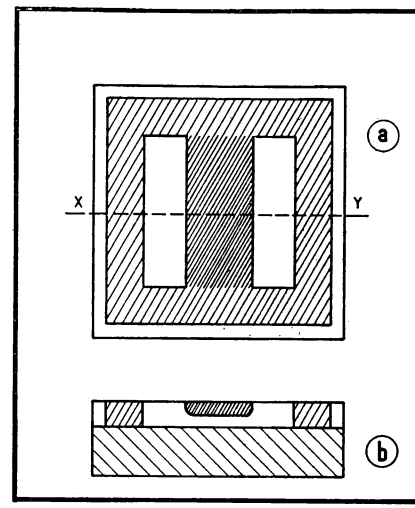


Fig. 1-5. — La dernière diffusion à réaliser pour obtenir le T.E.C. est celle de deux zones N + (en noir), qui permettront d'établir les contacts de drain et de source.

la réalisation d'une géométrie plus compliquée, comme celle de la figure 1-2, par exemple.

On peut envisager également des structures géométriques dans lesquelles le drain se trouve être une zone centrale, le canal étant un anneau autour de ce drain, et la source un deuxième anneau, à l'extérieur de l'anneau constituant le canal.

Si l'on avait voulu réaliser un dispositif à structure en peigne, il aurait été nécessaire, lors de la diffusion du caisson, par exemple, de diffuser une série de petites tiges de silicium de type P allant de la surface au substrat en piliers tous perpendiculaires à la surface. Une diffusion P en surface, n'arrivant pas jusqu'au caisson, constituerait alors l'électrode source dans laquelle aboutiraient tous les petits piliers, la zone N que traversent ces piliers étant la grille.

1-3. — *CARACTERISTIQUES*

Maintenant que nous avons bien fait connaissance du dispositif, de son principe global et de la façon dont on le réalise, nous allons voir plus en détail ses possibilités et ses caractéristiques.

Nous supposerons toujours que les différents potentiels dont il sera question par la suite sont référencés par rapport à la source. Ainsi, si nous parlons de potentiel de drain, cela voudra dire : tension drain-source.

Nous n'étudierons le dispositif que dans sa zone de fonctionnement normal, c'est-à-dire avec une polarisation négative de la grille par rapport à la source, en supposant, bien entendu, qu'il s'agit d'un T.E.C. à canal N.

Supposons, pour commencer, que l'on n'ait établi aucune différence de potentiel entre la grille et la source. Appliquons maintenant une différence de potentiel entre le drain et la source, rendant le drain positif par rapport à la source. Il va s'établir, le long du canal, un « gradient de potentiel », c'est-à-dire que nous aurons une variation progressive du potentiel du canal entre la source et le drain.

Pratiquement, la totalité de cette variation sera localisée dans la longueur *l* du canal (voir figure 1-1), étant donné que les zones de silicium N situées en dehors du canal sont beaucoup plus épaisses que celui-ci, et que leurs résistances ohmiques sont donc beaucoup plus faibles que celle du canal, que l'on a rendu intentionnellement très mince.

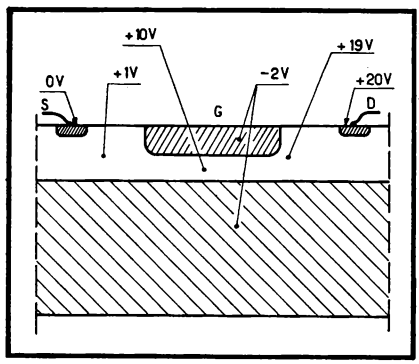


Fig. 1-6. — Dans le canal, si l'on suppose la source au potentiel zéro et le drain au potentiel + 20, la grille (barre supérieure et substrat) étant portée au potentiel — 2 V, on voit que les deux zones P sont partout au même potentiel (il n'y circule aucun courant), alors que, suivant l'endroit du canal considéré, on y trouve un potentiel plus ou moins positif.

Autrement dit, comme on le voit sur la figure 1-6, il n'y aura pas de différence de potentiel entre le substrat et la barre supérieure de type P, il y en aura très peu entre les zones P et le canal, dans la région de celui-ci qui se trouve proche de la source.

En revanche, la différence de potentiel sera grande entre la zone du canal située à proximité du drain et le substrat, de même qu'entre cette zone et la barre P supérieure.

Comme, dans le cas du fonctionnement normal, il ne passe presque pas de courant décelable dans la jonction effectuée entre le canal d'une part et le substrat et la barre P de l'autre, nous estimerons que l'ensemble du substrat et de la barre P sont rigoureusement équipotentiels, c'est-à-dire qu'ils ont tous le même potentiel en tous leurs points.

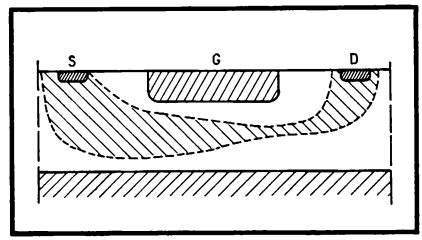


Fig. 1-7. — Dans le canal, la zone où les porteurs de charge circulent, va en se rétrécissant de la source vers le drain, puisque la polarisation inverse de la grille par rapport au canal est d'autant plus forte que l'on se rapproche plus du drain, cette polarisation créant, au voisinage de la jonction une zone déserte (phénomène de « déplétion »).

Il se trouve donc une zone correspondant à une diode peu polarisée en sens inverse à gauche du canal (côté source), et une autre zone correspondant à une diode fortement polarisée en inverse à la sortie du canal (côté drain).

On sait que, quand une jonction est polarisée en sens inverse, les porteurs majoritaires s'écartent de la jonction, créant, dans chaque zone, des régions appauvries en charges (zones de charge d'espace, appelées aussi zones de déplétion).

Si nous examinons de près le canal dans la figure 1-6, nous en conclurons que les zones de déplétion sont relativement peu importantes du côté de son « entrée » (côté source), ces mêmes zones étant, au contraire, très épaisses du côté de la « sortie » du canal (côté drain).

Sur la figure 1-7, nous avons représenté en grisé la partie du canal dans laquelle les charges négatives (électrons) peuvent passer de la source vers le drain. On voit que cette zone est très étranglée vers la droite.

C'est ce fait qui explique pourquoi, quand on augmente la différence de potentiel drain-source, la grille étant toujours reliée à la source, on constate que le courant drain commence à augmenter, comme le montre la figure 1-8, puis, à partir d'une certaine valeur V_p (tension de pincement ou « pinch of voltage »), le courant drain n'augmente pratiquement plus. En effet, quand la différence de potentiel drain-source augmente, l'étranglement croissant du canal lutte contre l'augmentation de champ électrique, qui permet aux charges d'aller de la source vers le drain.

Si l'on augmente encore la tension drain-source, on constate que le courant drain, après être resté pratiquement constant malgré une très grande variation du potentiel de drain, se met brusquement à augmenter très vite lorsque la différence de potentiel entre drain et source dépasse une valeur repérée par l'annotation BV_{DG} (breakdown voltage drain-gate). Il s'agit tout simplement, là, du fonctionnement en avalanche de la diode constituée par la zone de droite du canal d'une part, la barre P supérieure et le substrat d'autre part. Dans de nombreux modèles de T.E.C. ce fonctionnement en régime d'avalanche n'a rien de destructif, quand on limite la dissipation de puissance correspondante à une valeur inférieure au maximum tolérable par le dispositif.

Il peut sembler surprenant de voir cette tension référencée par rapport à la *grille,* ce qu'indique la notation BV_{DG}. En réalité, comme nous le verrons plus loin, cette notation est parfaitement logique : il n'y a coïncidence de cette tension d'avalanche, comptée entre drain et source, et la tension de claquage, comptée entre drain et grille, qu'en raison du fait que le potentiel de grille, dans ce premier relevé, est égal au potentiel de source.

Fonctionnement avec une polarisation négative de grille

Supposons maintenant, que nous ayons porté la grille à un potentiel négatif, par exemple de 1 V par rapport à la source. Dès que nous appliquerons une différence de potentiel entre drain et source, nous constaterons que le courant drain est plus faible, toutes choses égales d'ailleurs, que lorsque la grille n'était pas polarisée. Cela s'explique par une striction plus étroite du canal, principalement dans la zone de celui-ci qui est proche du drain, en raison de la polarisation négative du substrat et de la barre P par rapport au canal.

Nous constaterons alors, comme on peut le voir sur la figure 1-8, que le courant drain devient pratiquement constant à partir d'une tension drain-source égale, cette fois, à : $V_p - 1$, c'est-à-dire diminuée de 1 V par rapport au V_p que nous avions trouvé précédemment.

De même, quand nous augmenterons très fortement la différence de potentiel drain-source, nous verrons le coude brusque de caractéristique se manifester pour une tension $BV_{DG} - 1$, puisque le claquage de la diode drain-grille se fait toujours à la même tension, mais que la grille est à -1 V par rapport à la source. C'est ce qui explique que la deuxième caractéristique recoupe la première.

Nous pourrions recommencer ce tracé en portant maintenant la grille à un potentiel négatif de -2 V par rapport à la source. Nous aurions un courant drain, dans la zone où il est presque constant,

encore plus petit ; nous constaterions, d'autre part, que ce courant devient constant à partir d'une tension drain-source égale à $V_p - 2$, et que le phénomène d'avalanche se produit à partir d'une tension $BV_{DG} - 2$.

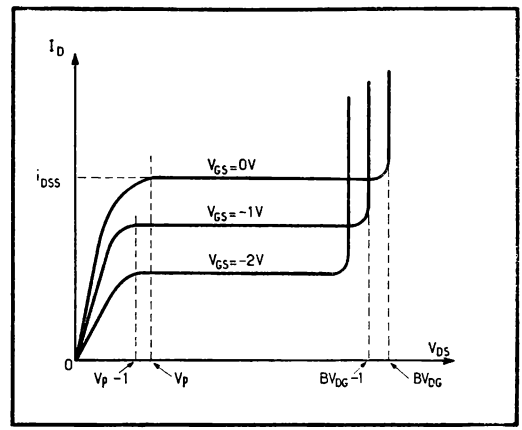


Fig. 1-8. — Les caractéristiques du T.E.C. se tracent en faisant varier la tension drain-source V_{DS} et en relevant la variation consécutive du courant drain I_D, cela pour une valeur donnée de la polarisation grille-source V_{GS}. Le courant drain correspondant à une polarisation nulle de grille s'appelle I_{DSS}.

Ainsi, en rendant, à chaque relevé, la grille un peu plus négative par rapport à la source, nous tracerons le réseau de Kellog du T.E.C. : réseau donnant la variation de courant drain en fonction de la tension drain-source, la tension grille-source étant prise comme paramètre.

En continuant ainsi, nous arriverons à une valeur de potentiel grille pour laquelle le courant drain ne passe pratiquement plus : ceci est l'équivalent exact de la tension de « cut-off » dans les tubes électroniques, tout au moins dans les pentodes ; on sait en effet que, dans les triodes, quelle que soit la polarisation négative de grille, il suffit d'augmenter suffisamment la différence de potentiel anode-cathode pour provoquer le passage d'un courant anodique. En revanche, dans les pentodes, où le courant anodique ne dépend pratiquement pas de la différence de potentiel anode-cathode, on peut définir une *tension de « cut-off » absolue,* en dessous de laquelle la pentode est bloquée quelle que soit la tension anode-cathode.

Il en va de même pour le T.E.C. Cette tension de cut-off « absolue », notée V_{GSX}, est voisine de la valeur V_P déjà citée. C'est donc une deuxième façon de la définir.

Précisons toutefois que, lorsque la grille du T.E.C. est portée au potentiel $-V_p$ par rapport à la source, si l'on augmente suffisamment le potentiel de drain, on produira cependant l'effet d'avalanche : il se produira alors pour une tension drain-source égale à $BV_{DG} - V_p$.

Rappelons que, en général, les tensions V_p des T.E.C. classiques

s'échelonnent entre 0,5 et 15 V et que les tensions de claquage sont en général au moins dix fois supérieures.

Définitions des grandeurs caractéristiques du T.E.C.

Nous avons déjà défini une grandeur importante du T.E.C., sa tension de pincement V_p. Nous l'avons même définie de deux façons ; comme la tension drain-source à partir de laquelle, pour une polarisation de grille nulle, le courant drain reste constant (définition peu précise), et comme la tension de blocage du T.E.C. quelle que soit la tension drain-source.

Ce second type de définition de la tension V_p est évidemment plus précis. Il n'est cependant pas parfait, puisqu'on pourra trouver des valeurs de V_p différentes, suivant que l'on admet, comme « blocage » du T.E.C., la réduction de son courant drain à 10 μA, 1 μA, 0,1 μA...

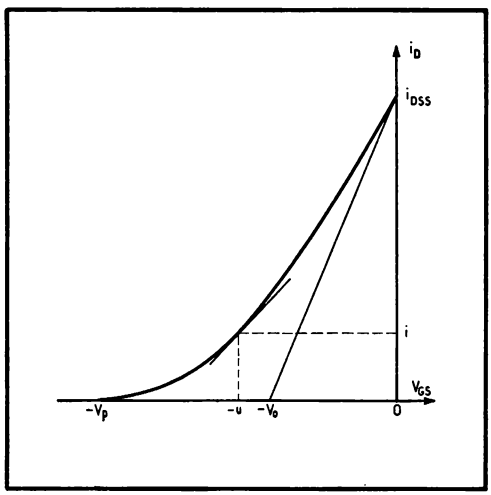


Fig. 1-9. — Si la tension drain-source est suffisamment élevée, on peut dire qu'elle ne joue pratiquement pas sur le courant drain. On peut donc parler d'une caractéristique unique donnant le courant drain en fonction de la polarisation grille V_{GS}. On voit apparaître ici la polarisation qui correspond au blocage (appelée — V_P, ou — V_{GSX}, ou tension de « pincement », ou « pinch-off »).

Précisons toutefois que les différentes valeurs de V_p correspondant à ces courants ne sont pas tellement éloignées les unes des autres, autrement dit, le blocage du T.E.C. est assez franc.

Une deuxième grandeur fondamentale du T.E.C. est la valeur de son courant drain pour une polarisation nulle de la grille et une tension suffisante drain-source. Cette valeur se note i_{DSS} (*) et on la voit repérée sur la courbe supérieure de la figure 1-8.

Une grandeur fondamentale du T.E.C. est celle qui indique l'efficacité de la tension grille-source sur le courant drain, cette grandeur est la pente du T.E.C.

(*) L'auteur utilise ce symbole. Pour ne pas dérouter le lecteur, il nous faut signaler que dans certains ouvrages, on trouve I_{DSS} (N. d. E.).

Il s'agit maintenant d'un paramètre qui varie, pour un T.E.C. donné, en fonction des conditions de fonctionnement. Cette pente se définit comme la dérivée du courant drain par rapport à la tension grille-source :

$$s = \frac{d(i_D)}{d(V_{GS})}$$

Pour mieux montrer cette variation de la pente, traçons (figure 1-9) la courbe donnant la variation du courant drain i_D en fonction de la polarisation V_{GS}. On peut, en effet, parler de courbe unique : si la tension drain-source est supérieure à V_p et inférieure aux tensions d'avalanches, la courbe que nous venons de tracer sera indépendante de la valeur de la tension drain-source.

On voit sur cette courbe que le courant drain, prenant sa valeur maximale i_{DSS} pour une polarisation nulle, s'annule quand la polarisation atteint $-V_p$. Si nous considérons le fonctionnement du T.E.C. à une certaine polarisation $-u$, correspondant à un certain courant i, la pente correspondante du T.E.C., pour ce régime de fonctionnement, sera la pente de la tangente à la courbe au point correspondant.

Comme cette courbe n'est pas une droite, on voit que la pente de cette tangente variera, depuis une valeur maximale pour une polarisation nulle, jusqu'à une valeur tendant vers 0 quand la polarisation tend vers $-V_p$.

En conséquence, pour un T.E.C. donné, on ne peut parler de sa pente sans préciser dans quelles conditions elle est mesurée. Il s'agit là d'une nécessité que les utilisateurs de tubes connaissaient très bien.

Pour permettre de comparer entre eux les différents T.E.C. du point de vue de leurs pentes, on indique en général la valeur maximale de cette dernière : il s'agit donc de la pente correspondant au régime de fonctionnement dans lequel le transistor n'est pas polarisé ($V_{GS} = 0$, $i_D = i_{DSS}$), que l'on peut donc définir comme étant le quotient du courant i_{DSS} par la tension $-V_o$, correspondant au point où la tangente à la courbe au point de polarisation nulle (droite en trait gras sur la figure 1-9) recoupe l'axe horizontal. On a donc :

$$s_o = \frac{i_{DSS}}{V_o}$$

où s_o désigne la pente maximale du T.E.C. (pour une polarisation nulle de la grille). Comme nous le verrons tout à l'heure, cette valeur V_o est, en général, liée à la valeur V_p.

On a constaté que la courbe de la figure 1-9 était assez voisine

d'une parabole. Dans ces conditions, on pourrait donc écrire son équation, en première approximation, comme suit :

$$i_D = i_{DSS} \left(1 + \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

expression dans laquelle V_{GS} est une grandeur négative.

On voit que, pour $V_{GS} = -V_p$, le courant drain s'annule, et que, pour $V_{GS} = 0$, le courant drain prend la valeur i_{DSS}.

Si cette relation était rigoureusement exacte, nous aurions, comme il est facile de le démontrer

$$V_p = 2\,V_o\,.$$

En effet, si nous calculons, sur l'expression approximative, la dérivée de i_D par rapport à V_{GS}, nous obtenons :

$$s = \frac{d(i_D)}{d(V_{GS})} = 2\,\frac{i_{DSS}}{V_p}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = 2\,\frac{i_{DSS}}{V_p^2}\,(V_p + V_{GS})\,.$$

On voit que, dans cette expression, si nous faisons $V_{GS} = 0$, nous obtenons la valeur de la pente maximale

$$s_o = 2\,\frac{i_{DSS}}{V_p}$$

Nous aurions donc ainsi une relation qui serait toujours valable, dans tous les T.E.C. et que l'on pourrait également écrire

$$\frac{s_o\,V_p}{i_{DSS}} = 2\,.$$

En réalité, comme la loi parabolique n'est qu'approchée, la relation ci-dessus existe bien mais elle est plus proche de

$$\frac{s_o\,V_p}{i_{DSS}} = 2{,}2\,.$$

Ceci revient également à dire que $V_p = 2{,}2\,V_o$.

Zone des tensions faibles

Si l'on examine le réseau de Kellog d'un transistor à effet de champ, tel que celui qui se trouve représenté sur la figure 1-8, on

constate que, pour les très faibles tensions de drain, le courant drain varie très rapidement en fonction de la tension drain. On appelle quelquefois ce régime de fonctionnement « saturation », mais nous n'aimons guère cette expression, car le fonctionnement correspondant est très différent de la saturation, telle qu'on peut la rencontrer dans les transistors usuels.

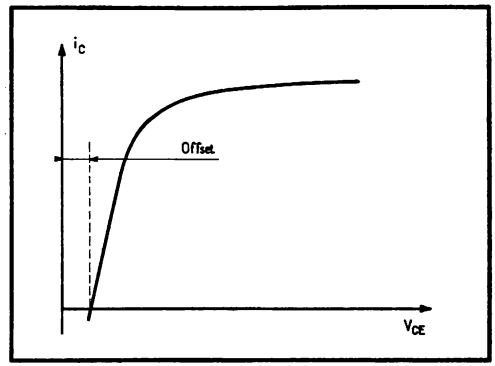


Fig. 1-10. — Dans un transistor bipolaire, la courbe donnant le courant collecteur en fonction de la tension collecteur émetteur ne passe pas exactement par zéro : c'est ce que l'on appelle le phénomène d' « offset ».

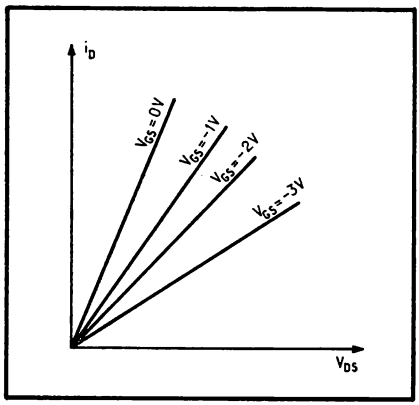


Fig. 1-11. — Si l'on examine les caractéristiques I_D/V_{DS} d'un T.E.C. très près de l'origine (V_{DS} de moins de 100 mV), on voit qu'elles ressemblent beaucoup à des droites, dont la pente varie en fonction de la polarisation grille-source, et qui passent **exactement** par l'origine des coordonnées : l'espace drain-source se comporte donc un peu comme une résistance pure, passive, dont on peut faire varier la valeur par action sur le potentiel de grille.

Néanmoins, ce type de fonctionnement est extrêmement important, nous y reviendrons souvent, car nous avons ainsi la possibilité de réaliser l'équivalent d'une résistance variable commandée par une tension.

Entre la source et le drain d'un T.E.C., pour des tensions drain-source très faibles, (moins de quelques dixièmes de volt), nous avons l'équivalent d'une résistance rigoureusement passive, contrairement à ce que nous trouvions entre émetteur et collecteur d'un transistor classique. Rappelons, en effet, que, dans ces derniers, la courbe donnant le courant collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur ne passe pas par l'origine : comme nous l'avons indiqué sur la figure 1-10, cette courbe franchit l'axe des tensions de collecteur en un point correspondant à une tension positive, que l'on appelle tension d' « offset ». Cette tension dépend d'ailleurs du courant base du transistor.

Dans le T.E.C., il n'y a rigoureusement rien de tel. La figure 1-11 représente un agrandissement des caractéristiques d'un T.E.C. au voisinage immédiat de l'origine. On remarque sur cette figure deux particularités :

— Les différentes courbes passent toutes *rigoureusement* par l'origine des coordonnées ;

— Les courbes se prolongent de part et d'autre du zéro et ne présentent qu'une courbure très faible, traduisant une relation tension/courant très proche de celle que l'on pourrait trouver dans une résistance pure.

On voit, en particulier, que cette résistance équivalente est minimale pour une polarisation nulle de la grille ($V_{GS} = 0$) et qu'elle devient de plus en plus grande, tendant vers l'infini, quand la polarisation tend vers $-V_p$.

On peut montrer que, pour une polarisation donnée de grille, la résistance équivalente drain-source autour de l'origine est relativement voisine de l'inverse de la pente du T.E.C. pour la même valeur de polarisation (cette pente étant relevée pour une tension drain-source supérieure à V_p).

Dans un T.E.C. déterminé, nous aurons donc une résistance minimale drain-source (pour les très faibles tensions drain-source) égale à $1/s_0$.

Bien entendu, dans cette expression, s_0 doit être exprimée en ampères par volt. C'est ainsi que, par exemple, un T.E.C. dont la pente maximale s_0 est égale à 4 mA/V ou 0,004 A/V, la résistance minimale drain-source pour des tensions drain-source très faibles sera l'inverse de cette valeur, soit : 250 Ω. Un tel T.E.C. présentera donc une résistance drain-source que l'on pourra faire varier de 250 Ω à l'infini, en faisant varier la polarisation grille-source de 0 à $-V_p$.

Tension drain-source inverse

Nous avons vu, dans la figure 1-11, que les caractéristiques du T.E.C. pouvaient se prolonger dans la zone qui correspond à une polarisation inverse du drain par rapport à la source (drain négatif par rapport à la source dans un T.E.C. à canal N).

Un T.E.C. est, en général, presque parfaitement symétrique, et les résultats que nous avons observés jusqu'ici ne sont pratiquement pas perturbés si l'on permute la source et le drain. En général, seule une question de capacité parasite fait choisir une des deux électrodes comme source et l'autre comme drain.

Le fonctionnement est, toutefois, un peu particulier lorsque, dans un T.E.C. à canal N, on rend le drain négatif par rapport à la source,

mais que l'on considère toujours la polarisation grille par rapport à la source. En effet, dès que le drain est négatif par rapport à la source, il faudrait considérer que les rôles respectifs de ces deux électrodes sont permutés : c'est celle qui était le drain qui devient la source et réciproquement. Il faudrait donc, pour exprimer la polarisation grille, référencer cette dernière par rapport à ce qui était le drain et qui, étant l'électrode la plus négative du canal, joue maintenant le rôle de source.

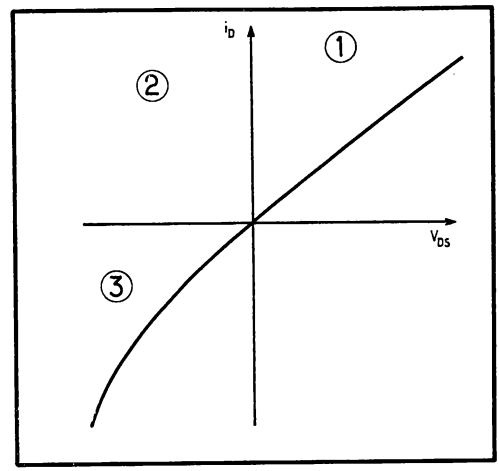


Fig. 1-12. — Si l'on inverse la tension V_{DS} (en passant dans le quadrant 3), on voit que la concavité de la courbe caractéristique s'accentue.

Le fonctionnement sera donc assez particulier si l'on continue, le drain étant négatif par rapport à la source, de fixer la polarisation grille toujours par rapport à la source.

On peut dire, en quelque sorte, que tout se passe comme si, dans la région de fonctionnement anormal du T.E.C. (drain négatif par rapport à la source), on maintenait la grille à une tension déterminée par rapport au *drain*. On comprend aisément que, dans de telles circonstances, le courant drain varierait rapidement en fonction de la tension drain, puisque cette dernière entraînerait une variation égale de la tension grille-source.

C'est pourquoi, quand on considère le fonctionnement du T.E.C. dans la zone (3) de la figure 1-12, on doit s'attendre à ce que les résultats changent rapidement pour des tensions relativement faibles (en valeur absolue) entre drain et source.

Si nous voulons savoir ce qui se passe pour des tensions de drain de plus en plus négatives, nous pourrons en conclure facilement que le courant drain augmentera beaucoup plus rapidement (en valeur absolue) dans la zone (3) de la figure 1-12 qu'il n'augmentait dans la zone (1) : l'aspect de la variation de courant, en envisageant des variations de tensions drain un peu plus importantes que sur la

figure 1-11, sera donc représenté par une courbe ayant la forme que l'on trouve sur la figure 1-12. Sur cette figure, dans la région (1) la caractéristique a une légère courbure : c'est tout simplement, à grande échelle, la courbure que l'on voit très nettement sur la caractéristique $V_{GS} = 0$ de la figure 1-8 (la courbe s'infléchit pour que le courant drain tende vers une limite quand la tension drain-source aura dépassé une certaine valeur). Dans la région (3), la courbure de la caractéristique est beaucoup plus accentuée, puisque, plus le drain devient négatif, plus la polarisation grille-drain (le drain joue maintenant le rôle de source) devient de plus en plus faible.

Sur la figure 1-13, le T.E.C. fonctionne dans la zone (1) de la figure 1-12 (drain positif par rapport à la masse et à la source). La polarisation de grille peut être assurée par une pile (fig. 1-13 *b*) entre source et grille. En revanche, sur la figure 1-14 *a*, l'électrode non à la masse du T.E.C. est négative par rapport à cette masse : elle devient, de ce fait même, la source, l'électrode reliée à la masse devenant le drain. Le figure 1-14 *b* montre comment la pile de polarisation grille est connectée.

On sera même strictement limité du côté des tensions négatives de drain, car cette dernière électrode ne doit jamais devenir négative par rapport à la grille : si la polarisation grille-source est égale, par exemple, à —2 V, il ne faudra pas faire descendre la tension drain-source en dessous de —2 V. En pratique, une jonction au silicium ne devenant conductrice qu'à partir d'une tension directe d'au moins 0,4 V, on pourra quand même dépasser d'environ 0,4 V la limite de tension drain pour laquelle la différence de potentiel drain-grille s'annule.

Limitations en fréquence

Il semble que la réponse du courant drain à une variation de tension grille soit pratiquement instantanée. Tout au moins, cette réponse doit-elle se faire en un temps inférieur à la nanoseconde. Il ne faudrait pas en conclure que le T.E.C. est apte à amplifier n'importe quelle fréquence. En effet, comme dans le cas des tubes électroniques, il est essentiellement limité par l'action perturbatrice des capacités parasites.

Ces capacités sont essentiellement au nombre de trois :

— La capacité entre grille et drain (C_{GD}) ;
— La capacité parasite entre grille et source (C_{GS}) ;
— La capacité parasite entre drain et source (C_{DS}).

Ces capacités doivent être mesurées pour une tension nulle entre grille et drain comme entre grille et source : elles sont fortement réduites si la grille est polarisée négativement (cas du canal N) par rapport à ces électrodes.

La plus importante de toutes est la capacité C_{GD}, exactement comme, dans un tube électronique, la capacité grille-anode est celle qui est la plus gênante : elle se trouvera, en effet, multipliée par un coefficient égal à l'amplification de l'étage augmentée de 1 (effet Miller).

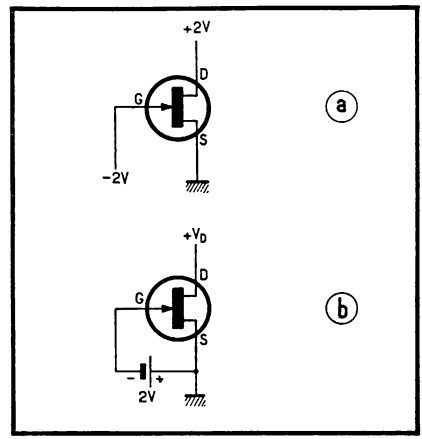


Fig. 1-13. — Quand l'électrode normalement appelée « drain » est positive par rapport à la masse, elle est vraiment le drain, l'électrode à la masse étant la source. La polarisation grille peut donc être assurée (**b**) par une pile dont le pôle positif est la masse (et la source), son pôle négatif étant la grille.

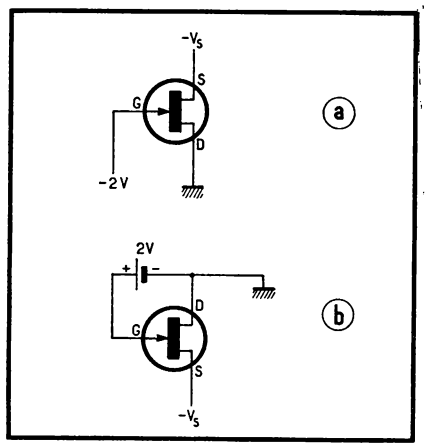


Fig. 1-14. — Quand l'électrode non à la masse devient négative par rapport à la masse, cette électrode négative devient, par le fait même qu'elle est négative, la source (**a**). On doit donc considérer que tout se passe comme si (**b**) la pile qui polarise la grille était connectée entre drain et grille. La variation du potentiel de la source, — V_S, agira donc simultanément sur la tension drain-source et sur la polarisation grille-source.

Si l'on réduit la résistance de charge drain d'un T.E.C. monté en source commune (attaque sur la grille, sortie sur le drain), on réduit évidemment le gain de l'étage, ce gain étant égal au produit de la pente par la résistance de charge. Si nous réduisons cette résistance jusqu'à ce que le gain soit égal à l'unité, nous aurons alors une bande passante maximale, puisque la limitation de bande intervient quand l'impédance des capacités parasites devient du même ordre de grandeur que la résistance de charge du drain. Si nous choisissons une résistance de charge de drain *n* fois plus grande, le gain sera *n* fois plus grand, et la bande passante *n* fois plus petite. On voit donc que, pour un T.E.C. donné, il y a un produit gain par bande déterminé. Ce produit est d'autant plus grand que la pente maximale du T.E.C. est plus grande et que la somme des capacités parasites est plus

petite. On chiffre ce produit gain-bande, compte tenu des impédances des capacités parasites (en supposant un étage à T.E.C. attaquant un autre étage identique), comme l'indique la formule ci-dessous :

$$GB = \frac{s_o}{2\pi\,(C_{GS} + C_{GD})}$$

où B désigne la bande passante à 3 dB, G le gain (en rapport arithmétique) en tension.

De nombreux T.E.C. actuels ont un tel produit gain-bande qui dépasse une bonne centaine de mégahertz. Rappelons, d'autre part, que le fait pour un T.E.C. d'avoir, par exemple, un tel produit gain-bande égal à 40 MHz lui permet cependant très bien d'amplifier une tension à 200 MHz par exemple, mais dans un fonctionnement en étage accordé (amplificateur sélectif).

Précisons en outre que la durée de propagation des charges dans le canal et d'autres causes limitent l'emploi du T.E.C. aux fréquences élevées par amortissement du circuit d'attaque, ainsi que nous le verrons au chapitre 6.

2. — Le MOST.

Le transistor du type MOST procède aussi par action du champ sur un canal semi-conducteur. Il présente, toutefois, une différence fondamentale par rapport au T.E.C. : son électrode de commande est rigoureusement isolée du canal par une couche d'isolant (en général de la silice).

Cette particularité permet d'employer le MOST suivant un régime différent, si on le désire, du régime du T.E.C. Il est parfaitement possible de réaliser un MOST dont le fonctionnement soit tout à fait analogue, à celui d'un T.E.C. : le courant passe, entre la source et le drain, dans le canal, quand l'électrode de commande (grille) est au potentiel de la source. Une polarisation négative de cette électrode par rapport à la source (dans le cas d'un MOST à canal N) va diminuer la valeur de ce courant, en agissant par appauvrissement, nous dirons « déplétion », exactement comme nous l'avions vu dans le T.E.C.

Mais il est possible de faire agir l'électrode de commande d'une façon différente : si nous la rendons *positive* par rapport à la source (toujours dans le cas d'un MOST à canal N), nous pourrons provoquer un enrichissement du canal en charges négatives, c'est-à-dire une augmentation de courant par rapport à celui qui passait pour une polarisation nulle de la grille. Cet effet d'enrichissement est même

si marqué qu'il est possible de réaliser un MOST dans lequel le canal, fort peu dopé, ne laisse pratiquement passer aucun courant tant que l'électrode de commande n'a pas été portée à un potentiel suffisamment positif par rapport à la source (toujours dans le cas d'un MOST à canal N). Il s'agit alors d'un MOST à enrichissement, pratiquement plus répandu que les MOST à déplétion.

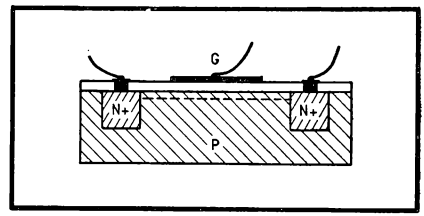


Fig. 1-15. — Dans le transistor MOST (Metal Oxyde Semi-Conducteur Transistor) à enrichissement, la source et le drain sont deux zones N + dans une plaque P. Il n'y a pas, à proprement parler, de canal. C'est l'action du champ électrique produit par la grille G, reliée à une zone métallique, agissant sur le semi-conducteur à travers une couche totalement isolante en silice, qui provoque l'apparition de porteurs dans une zone localisée qui joue le rôle de canal.

Il peut y avoir des MOST qui sont utilisés suivant les deux modes : pour une polarisation nulle de la grille, le courant drain-source a une certaine valeur, on peut le réduire par une polarisation négative de la grille, et on peut l'augmenter en polarisant cette grille positivement par rapport à la source.

2-1. — *STRUCTURE*

La structure d'un MOST est celle qui est représentée sur la figure 1-15. On voit sur cette figure que le MOST comporte un substrat en silicium de type P, dans lequel on a réalisé deux diffusions profondes du type N+. Sur ce substrat P se trouve une couche de bioxyde de silicium (silice), sur laquelle une métallisation G est reliée par un fil à l'électrode de commande.

On voit que, dans une telle structure, le canal n'est pas réellement matérialisé. Il s'agit cependant d'un transistor MOST à canal N. Dans certains dispositifs, on a utilisé un canal effectivement réalisé par dépôt d'une couche épitaxiale de type N sur le substrat P. En réalité, ce dépôt n'est pas indispensable, surtout pour la réalisation des MOST « à enrichissement » (enhancement type), car ce canal se crée de lui-même, par suite de l'existence de la « couche d'inversion ».

Il s'agit d'une « couche de barrage de surface » (surface barrier layer) dont la formation exige un traitement approprié de la surface, en particulier une attaque chimique et qui est favorisée par l'oxydation, l'oxyde pouvant éventuellement « capter » des dopants dans cette zone et l'appauvrir en charges P.

Quoi qu'il en soit, c'est dans une zone de très faible épaisseur, juste à la limite de la couche de silice, que passeront des charges négatives. Une action sur le potentiel de l'électrode G, rendant cette dernière positive par rapport à la source (une des deux zones N+),

permettra un enrichissement de cette zone de canal en porteurs de type N (électrons), qui pourront passer de la source vers le drain, ce dernier étant positif par rapport à la source.

Les zones N+, qui constituent respectivement la source et le drain, peuvent avoir des formes très voisines, et, dans ce cas, le MOST est parfaitement réversible, rien ne permettant de différencier la source et le drain.

Il arrive toutefois que l'on utilise une réalisation différente ; la zone métallisée sur la silice a alors la forme d'un anneau, un autre anneau concentrique de rayon plus grand, réalisé en diffusion N+ constitue la source ; le drain est constitué par une diffusion N+ au centre de l'anneau de grille. Cette disposition est adoptée pour minimiser la capacité parasite du drain par rapport aux autres électrodes.

On peut également réaliser des MOST qui fonctionnent suivant un mode mixte, comme nous l'avons dit, en enrichissement lorsque la grille est positive par rapport à la source, et suivant le mode de déplétion pour une polarisation négative de la grille. On arrive à ce résultat en changeant le dopage du substrat et des deux zones diffusées N+.

Il existe de nombreuses variantes de structures pour les transistors MOST : on rencontre en effet des modèles à deux grilles de commande indépendantes, destinées essentiellement à permettre une commande automatique de gain dans les étages amplificateurs haute fréquence ou moyenne fréquence.

D'autres structures font intervenir un réseau de diodes Zener d'une construction particulière, apparentée à la technique des circuits intégrés, pour protéger la couche de silice contre l'effet des surtensions accidentelles. Nous verrons, en effet, que la fragilité du MOST est la principale contre-indication de ce dispositif, par ailleurs extrêmement intéressant.

2-2. — *FABRICATION*

La réalisation du MOST suivant le dessin en coupe de la figure 1-15 semble très simple. En réalité, cette fabrication est beaucoup plus difficile qu'on ne le croirait à première vue, ce qui explique le prix relativement élevé de ces dispositifs.

Le premier problème est le suivant : la couche de silice qui a permis la localisation des diffusions N+ (zones de contact du drain et de la source) est trop contaminée par les ions parasites, lors du passage de la pastille dans le four à diffusion, pour être utilisable telle quelle comme isolant de grille. On doit donc faire disparaître cette couche de silice, par exemple par une attaque chimique, et

en déposer une nouvelle (par exemple par oxydation du silicium par de la vapeur d'eau à haute température), pour obtenir une couche suffisamment pure. Les méthodes de dissolution de la silice, de masquage et de reformation de la nouvelle couche, constituent d'ailleurs l'essentiel des « tours de main » des réalisateurs de MOST.

Une autre difficulté que rencontre le réalisateur de MOST est la très faible rigidité diélectrique de la couche de silice. Cette dernière est très facilement percée par des tensions accidentelles développées par électrisation statique. En effet, cette couche a une épaisseur de l'ordre de 0,1 à 0,2 μm. Il suffit d'une différence de potentiel très faible entre la grille et la zone du canal pour qu'une décharge disruptive ait lieu, perçant irrémédiablement la silice, et détruisant le dispositif. Or, il ne faut pas oublier que l'électrode grille est parfaitement isolée du canal (une valeur de 10^{15} Ω n'a rien d'étonnant). En outre, la capacité parasite de cette électrode par rapport au reste du dispositif est très limitée — le réalisateur du MOST fait d'ailleurs tout ce qui est en son pouvoir pour qu'il en soit ainsi — et on rencontre souvent des valeurs de 3 à 5 pF.

On conçoit donc qu'une charge minime (une centaine de picocoulombs) suffise pour porter la grille à un potentiel assez élevé pour entraîner la destruction du MOST. De telles charges se produisent très fréquemment dans des électrisations statiques. Il faudra donc prendre des précautions toutes particulières pendant la fabrication du MOST, la soudure ou la thermocompression des fils de connexion, le capotage du dispositif, la mesure, le tri et le stockage des MOST. Faute d'accumuler des précautions qui semblent toucher à la maniaquerie, on est à peu près sûr de détruire le dispositif.

Lors de la fabrication, on place souvent deux transistors MOST identiques (ou aussi voisins que possible) dans le même boîtier. Cet ensemble de deux MOST est très intéressant pour la réalisation des amplificateurs différentiels.

2-3. — *CARACTERISTIQUES*

Pour tracer le réseau de caractéristiques d'un MOST, on procède exactement comme avec un T.E.C. à jonction, à cette différence près que la polarisation de l'électrode de commande peut devoir prendre des valeurs positives, nulles et négatives. On trace le réseau de Kellog, en prenant comme paramètre la polarisation grille-source, exactement comme on l'avait fait pour le T.E.C. S'il s'agit d'un MOST à enrichissement, le réseau a l'aspect représenté sur la figure 1-16.

Ce réseau est très analogue à celui d'un T.E.C. à jonction ; il en diffère essentiellement en deux points :

— On ne trace pas, sur ce réseau, les caractéristiques correspondant au claquage (qui avaient été représentées sur la figure 1-8 au niveau de la tension BV_{DG}), car ce claquage est, comme on le sait, destructif dans le cas du MOST (contrairement au T.E.C.) ;

— L'inclinaison des caractéristiques du MOST dans leurs parties quasi horizontales est un peu plus grande que celle des caractéristiques correspondantes du T.E.C. encore que ce point ne soit pas tellement marquant.

On voit que, dans un tel MOST à enrichissement, on ne peut définir un courant I_{DSS} : si la grille est reliée à la source, le courant drain-source est nul. Il n'y a pas de valeur maximale bien définie du courant drain-source : ce dernier est essentiellement limité par la valeur maximale de la tension grille-source pour des questions de sécurité et d'isolement, et par la dissipation maximale du dispositif (produit du courant drain par la différence de potentiel drain-source).

En revanche, on pourra définir, pour ce transistor MOST à enrichissement, une tension de blocage, un peu analogue au V_p du T.E.C. Dans l'exemple choisi sur la figure 1-16, cette tension serait de l'ordre de $+6$ V.

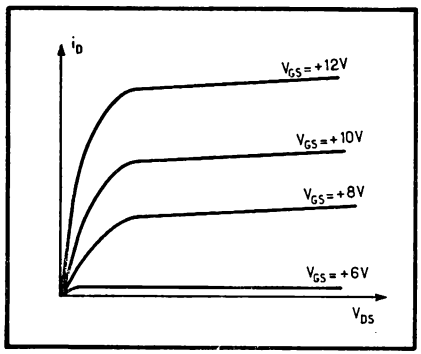


Fig. 1-16. — Si l'on relève les caractéristiques i_D/V_{DS} d'un MOST, on voit que le courant ne commence à passer entre drain et source que si la grille est polarisée positivement par rapport à la source (dans le cas d'un canal N).

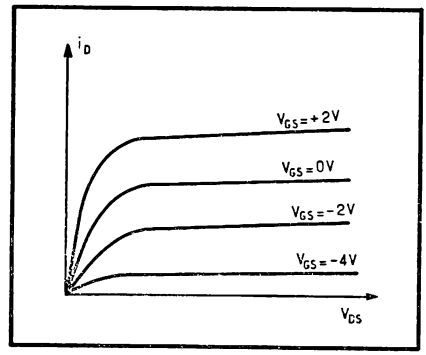


Fig. 1-17. — Certains MOST ont un canal existant déjà sous la couche de silice : ils peuvent alors fonctionner suivant les deux modes, c'est-à-dire en déplétion comme les T.E.C. à jonction, quand la grille est négative par rapport à la source (toujours dans le cas d'un canal N), ce qui réduit le courant drain, ainsi qu'en enrichissement, quand la grille est positive par rapport à la source, augmentant le courant drain.

Si le MOST est du type mixte (enrichissement-déplétion), son réseau de Kellog a l'aspect de la figure 1-17. On voit que l'une des

caractéristiques correspond à une polarisation nulle de grille. Au-dessus de cette caractéristique, le MOST travaille suivant le mode « à enrichissement », pour les valeurs de courant drain inférieures, il s'agit d'un fonctionnement suivant le mode en déplétion.

Dans un tel MOST, on peut alors définir un courant I_{DSS} ; c'est celui qui correspond à une polarisation nulle de grille.

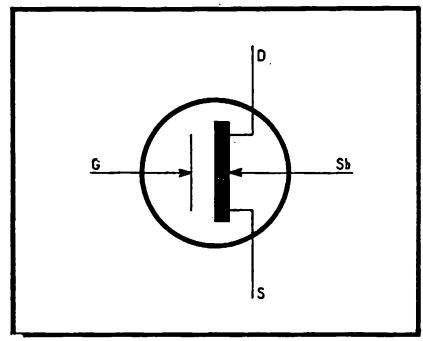


Fig. 1-18. — Dans le symbole du MOST, on montre que la grille est isolée. La flèche sur la grille montre qu'il s'agit d'un type à canal N. La connexion Sb, reliée au substrat, peut agir également sur le courant drain, par action de déplétion, un peu comme dans un T.E.C.

Bien entendu, ces valeurs sont données en supposant qu'il s'agit de MOST à canal N. Si l'on avait affaire à des modèles à canal P, les polarisations de grille et de drain par rapport à la source seraient inversées. Ce serait pour une tension négative de grille que se produirait le fonctionnement par enrichissement ; la polarisation positive de la grille correspondant, si le MOST s'y prête, à un fonctionnement en déplétion.

On utilise plusieurs symboles différents pour représenter le MOST. Celui de la figure 1-18 est très employé (on y ajoute quelquefois une flèche au niveau du raccordement de la source, encore que cette symbolisation soit contestable, une flèche représentant une jonction, indépendamment du fait que la source et le drain ne sont pas tellement différenciés dans un MOST classique). Sur la figure 1-18, on voit apparaître la connexion de « substrat » marqué S_b. Cette connexion est reliée au bloc de silicium P, dans le cas d'une structure du type de la figure 1-15.

Normalement, cette connexion doit être reliée au point le plus négatif de tout le montage, c'est-à-dire, le plus souvent, à la source du MOST. Cependant, il faut signaler que cette électrode offre la possibilité de commander elle aussi l'intensité du courant dans le canal, ceci en fonction de la différence de potentiel entre le substrat et la source (bien entendu, la diode substrat-source sera toujours polarisée dans le sens bloqué, ce qui revient à rendre le substrat négatif par rapport à la source dans le cas d'une structure du type de la figure 1-15).

L'action du substrat sur le courant drain, est, en général, moins importante que celle de la grille. Dans le transistor MOST 3 N 98 *(R.C.A.)* par exemple, une variation de 2 V de la tension substrat-source provoque le même effet qu'une variation de 1 V de la tension grille-source.

Il ne faudrait toutefois pas porter ce substrat à un potentiel trop éloigné de celui de la source ; en général, la tension maximale de grille indiquée par les constructeurs du MOST est relative à une tension mesurée entre grille et substrat. On sait que cette tension maximale est donnée avec un certain coefficient de sécurité : on peut simplement vérifier que le MOST la supporte, mais il est hors de question de connaître vraiment la tension maximale grille-substrat, puisqu'un tel essai est destructif.

2-4. — *COMPARAISON DU MOST ET DU T.E.C.*

Si l'on se place du point de vue de leurs possibilités, on voit que ce qui caractérise d'abord le MOST c'est son isolement de grille considérable : il peut atteindre ou dépasser $10^{12}\ \Omega$ et n'est, en fait, limité que par les possibilités des traversées d'électrodes du boîtier métallique dans lequel le transistor est logé. Un T.E.C. à jonction atteint et dépasse difficilement $10^{10}\ \Omega$ d'impédance d'entrée. Le MOST s'imposera donc absolument pour les mesures électrométriques, et pour toutes celles où la consommation de l'électrode de commande doit être inférieure à une cinquantaine de pico-ampères.

Il convient de préciser que cet extraordinaire isolement de grille est, comme nous l'avons dit, à la fois un avantage et une faiblesse du MOST, puisque cet isolement même est la cause de la très grande fragilité électrostatique des MOST.

D'un autre point de vue, nous verrons dans le cours de ce livre que de nombreux montages de commutation utilisent le fait que, au cours du fonctionnement d'un T.E.C., la jonction grille-source devient conductrice quand elle est polarisée en sens direct. Cette propriété sera utilisée, en particulier, dans les multivibrateurs astable (pages 107 à 116) et monostable (pages 116 à 124). En conséquence, de tels montages ne pourront être réalisés sans modification du circuit avec des MOST, puisque ces derniers ne présentent jamais de conduction entre l'électrode de commande et la source, quels que soient les potentiels respectifs de ces électrodes.

D'un autre point de vue, il convient de signaler que le MOST se prête peut-être moins à la réalisation d'amplificateurs à très haute fréquence : la capacité de l'électrode de commande doit être un peu plus grande dans la structure MOST que dans celle du T.E.C. à jonction. En revanche, le MOST est peut-être supérieur au T.E.C. du point

de vue de l'intermodulation. C'est là un point important : on sait que la présence simultanée de deux signaux à l'entrée d'un amplificateur H.F. se traduit par l'apparition d'un signal parasite, provenant de la modulation d'un des signaux par l'autre. Ce phénomène, déjà connu dans les tubes électroniques, est extrêmement accentué dans les transistors classiques à injection, à tel point qu'il est très difficile de réaliser un bon récepteur de trafic à transistors classiques. Avec les T.E.C., le niveau d'intermodulation parasite de deux signaux est un peu plus élevé qu'avec les tubes électroniques à vide, mais considérablement plus petit qu'avec les transistors classiques.

Il semble que le taux d'intermodulation soit encore plus réduit dans les MOST. Ces derniers constitueront donc des étages d'entrée particulièrement intéressants pour les récepteurs de trafic, les récepteurs de radiodiffusion de grande classe, et, d'une façon générale, pour tous les cas où l'on désire recevoir un signal faible en présence d'un signal perturbateur de forte amplitude.

Un dernier point qui peut intervenir dans le choix d'un transistor est le prix. Il semble que le MOST se maintienne jusqu'à présent (1969) à un niveau de prix au moins double ou triple de celui du T.E.C. à jonction. Si l'on ajoute à cette considération l'extrême fragilité du MOST, on en conclut que l'utilisation de ces éléments ne sera préférable à celle des T.E.C. à jonction que si des nécessités d'impédance d'entrée très élevée comme celle que requièrent les mesures électrométriques les plus poussées amènent impérativement à choisir le MOST.

Dans la majeure partie des cas, le T.E.C. à jonction suffira, donnant déjà des résultats très intéressants. Il s'imposera absolument si l'on désire que l'espace grille-source puisse devenir conducteur, comme c'est le cas dans certains montages de commutation.

Nous devons signaler, en outre, que le T.E.C. à jonction semble préférable au MOST en ce qui concerne sa tenue aux radiations nucléaires. Les neutrons rapides, et autres particules de haute énergie, créent, en effet, des dislocations dans la couche de silice des MOST, et en altèrent fortement les qualités, alors que ces particules agissent beaucoup moins sur les T.E.C. à jonction.

Un dernier point est à signaler : il semble que les MOST soient sujets aux dérives lentes. Autrement dit, un MOST alimenté sous une tension drain-source constante, avec une polarisation grille-source déterminée, ne donne pas toujours, à une température donnée, le même courant drain. Ce phénomène serait particulièrement sensible après une variation importante du courant de drain. Nous précisons toutefois qu'il s'agit là de renseignements recueillis auprès de techniciens et que nous n'avons pas pu vérifier personnellement.

3. — Action de la température.

Chaque fois que l'on utilise un dispositif semi-conducteur, on doit faire très attention à la modification de ses caractéristiques en fonction de la température. On sait, en effet, qu'il s'agit là d'un inconvénient grave des transistors habituels, nécessitant l'emploi de schémas particuliers pour pallier les effets de l'influence de la température.

En ce qui concerne les transistors à effet de champ, nous nous trouvons devant un cas tout à fait spécial. Le courant drain d'un tel transistor est influencé par deux facteurs, à savoir :

— La mobilité des charges dans le canal ;

— L'épaisseur de ce dernier et la concentration des charges dans le canal.

La mobilité des porteurs diminue quand la température augmente. Cela sera donc prépondérant pour des courants élevés, et nous aurons, toutes choses égales par ailleurs, une diminution de courant drain quand nous augmenterons la température. En revanche, pour les courants drain faibles, correspondant à une polarisation de grille plus forte, ce phénomène s'inversera, car c'est la concentration des porteurs qui jouera le rôle fondamental. L'action de la température est indiquée sur la figure 1-19, sur laquelle sont tracées les courbes donnant le courant drain en fonction de la tension grille-source, pour un même transistor à effet de champ, à deux températures différentes.

La courbe en trait plein correspond, par exemple, à un relevé effectué à + 25°C. La courbe en trait mixte correspond à une température supérieure, par exemple + 60°C. On voit que les deux courbes se coupent en un point, correspondant à une polarisation grille $-V_0$ et à un courant drain I_{D0}. Si l'on utilise le T.E.C. dans les conditions de polarisation et de courant qui correspondent à ce point, la température sera *sans influence* sur le courant drain. Il s'agit là d'un phénomène tout à fait nouveau dans le domaine des semi-conducteurs, et il faut le souligner tout particulièrement.

Il importe cependant de préciser que, pour un T.E.C. utilisé en ce point de fonctionnement, la température agira cependant : elle provoquera une réduction de la pente du T.E.C., et, en général, une réduction de l'isolement de sa grille de commande.

Ce second point demande à être légèrement précisé. S'il s'agit d'un véritable T.E.C. à jonction, la fuite de grille varie comme celle de toute diode au silicium bloquée : elle double chaque fois que la température s'élève d'environ 10°C. On conçoit donc qu'elle pourra augmenter d'une façon notable pour une élévation de température

d'une centaine de degrés : elle pourra être alors près de mille fois plus forte que la fuite à basse température.

Dans un MOST, la fuite n'ayant pas lieu par une jonction, on pourrait s'attendre à voir une variation tout à fait différente de cette fuite en fonction de la température. Paradoxalement, il se trouve que, pour un certain nombre de MOST, on constate un abaissement de la résistance d'entrée en fonction de la température, suivant une loi assez analogue à celle de l'isolement d'une diode au silicium bloquée. Bien entendu, comme il s'agit de MOST, les valeurs d'isolement restent toujours très supérieures à celles d'un T.E.C.

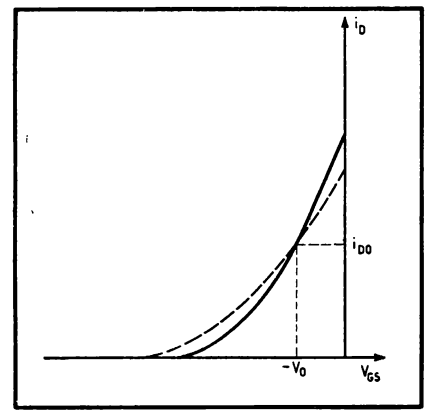


Fig. 1-19. — Si l'on trace la caractéristique I_D/V_{GS} d'un T.E.C. à + 25° C (en trait plein) et à + 60° C (en pointillé), on voit que les deux courbes ont un point commun, qui correspond à un régime de fonctionnement pour lequel le courant drain du T.E.C. est insensible à la température.

Par exemple, les renseignements donnés sur le transistor FI 0049 (MOST de la *S.G.S.*) montrent que la résistance d'isolement de grille décroît, en fonction de la température, depuis une valeur de $10^{15}\ \Omega$ à 20°C jusqu'à une valeur de $10^{12}\ \Omega$ à 130°C, soit une réduction dans le rapport mille pour 110°C d'élévation de température, à peu près comme dans une jonction bloquée.

Il semble qu'il s'agisse là d'un phénomène de conduction par la silice, celle-ci ayant un résidu de conductibilité qui augmenterait avec la température, comme c'est le cas pour tous les semi-conducteurs.

Il convient de signaler que cette variation peut se faire suivant des lois très différentes d'un MOST à un autre. En particulier, dans de nombreux cas, la résistance d'isolement du MOST n'est pas déterminée par la fuite de l'élément actif proprement dit, mais par celle des traversées étanches du boîtier. Comme l'isolement de ces dernières peut varier d'une façon imprévisible avec la température, et qu'il est en général très inférieur à celui de la pastille proprement dite constituant le MOST, on ne peut rien prévoir de la variation d'isolement en fonction de la température.

Précisons que, en ce qui concerne l'action de la température sur la loi de variation du courant drain en fonction de la tension grille-source (fig. 1-19), la loi est analogue pour les T.E.C. et pour les MOST.

Dissipation maximale de drain

Bien entendu, comme dans tous les transistors, l'élévation de la température réduit la dissipation maximale que peut supporter le dispositif. Dans tout ce qui précède, nous n'avons envisagé que des T.E.C. et des MOST de faible dissipation, dans lesquels la chaleur dégagée dans le canal s'évacue directement par le boîtier du transistor et par les connexions. Il existe des T.E.C. de puissance (et, peut-être, des MOST de puissance), pour lesquels les calculs de dissipation et de réduction de la puissance maximale en fonction de la température ambiante sont exactement les mêmes que pour les transistors de puissance.

Si nous considérons, par exemple, un T.E.C. en petit boîtier, comme le 2 G 2 (*Sescosem*), la notice nous indique que ce dispositif peut dissiper 300 mW à 25°C de température ambiante et 500 mW à 25°C de température de boîtier. Comme on indique d'autre part que la température ambiante maximale de fonctionnement est de 200°C, il est facile d'en déduire les différentes constantes thermiques du transistor.

Ainsi, quand la température de jonction est de 200°C et celle du boîtier de 25°C, la puissance maximale dissipable dans le canal étant de 0,5 W, on en déduit la résistance thermique jonction-boîtier qui est alors :

$$\mathrm{Rth_{JB}} = \frac{200 - 25}{0{,}5} = 350°\mathrm{C/W}.$$

Quand on dissipe 0,3 W dans le canal, c'est le maximum pour une température ambiante de 25°C. On en déduit que, la différence de température entre jonction et boîtier étant alors de

$$350 \times 0{,}3 = 105°\mathrm{C}$$

et la température de jonction de 200°C, la température du boîtier est donc :

$$200 - 105 = 95°\mathrm{C}.$$

Dans ces conditions, on peut donc conclure que la résistance thermique entre le boîtier et l'air ambiant est donc égale à :

$$Rth_{BA} = \frac{95 - 25}{0,3} = 233°C/W.$$

Nous connaissons maintenant toutes les caractéristiques du transistor, et nous savons que, chaque fois que la température du boîtier s'élèvera de 35°C, il faudra réduire la puissance dissipée dans le canal de 0,1 W. Si nous additionnons la résistance thermique jonction-boîtier et la résistance boîtier-ambiance, soit

$$350 + 233 = 583°C/W$$

nous en déduisons que, pour une élévation de la température ambiante de 58,3°C, il faudra réduire la puissance dissipable dans le canal du T.E.C. de 0,1 W (100 mW).

Les T.E.C. de puissance sont réalisés suivant une technologie très analogue à celle des transistors classiques de puissance. Ils sont encore actuellement (1969) peu répandus ; nous pensons que leur utilisation connaîtra une vogue marquée dans un temps assez court : ils représentent une solution de choix pour la réalisation d'amplificateurs audio-fréquence, ou haute-fréquence, à très faible puissance de commande.

Un tel T.E.C. de puissance peut facilement être commandé par un transistor classique, chargé dans son collecteur par une résistance très élevée.

Comme nous l'avons dit plus haut, c'est vraisemblablement la structure « en brosse » qui sera utilisée pour les T.E.C. de puissance, car cette structure permet de localiser la dissipation de puissance sur une grande surface proche de l'embase. Des structures analogues au « Tecnetron » ont été utilisées pour obtenir de fortes puissances : on les réalise également, dans ce cas, par mise en parallèle de plusieurs canaux.

Nous avons déjà évoqué le problème de la résistance aux radiations nucléaires. Précisons que les T.E.C. à jonction sont beaucoup moins sensibles à ces radiations que les transistors classiques à injection. En effet, les T.E.C. sont des dispositifs à porteurs majoritaires, donc moins sensibles à la création de dislocations locales par les neutrons rapides, les protons et les électrons de haute énergie.

En ce qui concerne la fiabilité, les T.E.C. semblent être équivalents, sinon supérieurs, aux transistors à injection, ce qui n'est pas peu dire. On sait, en effet, que, dans les réalisations actuelles, le temps minimal de bon fonctionnement est essentiellement déterminé par les assemblages (soudure) et par les éléments passifs (résistances et condensateurs).

Il semble donc que le remplacement de certains transistors à injection par des T.E.C. ne peut qu'augmenter la fiabilité de l'ensemble.

4. — Mesures des caractéristiques des T.E.C. et des MOST.

Les différents T.E.C. et MOST ont, bien entendu, des caractéristiques définies par leurs constructeurs. C'est ainsi que le nom d'un T.E.C. nous renseigne sur ses possibilités et sur les valeurs extrêmes de certaines de ses caractéristiques.

Il est cependant fort utile de mesurer individuellement les caractéristiques d'un T.E.C. donné. Il peut s'agir, par exemple, d'un modèle peu courant, dont on ne possède pas les spécifications. Il se peut également que l'on désire connaître rigoureusement les caractéristiques de l'échantillon précis que l'on va utiliser : les spécifications indiquent souvent une plage de dispersion assez importante pour le courant I_{DSS} et les valeurs de la tension V_p.

Dans de nombreux cas, il est important de connaître avec précision les caractéristiques fondamentales d'un dispositif donné. Il ne s'agit pas, bien entendu, de déterminer de telles caractéristiques pour équiper un montage qui ne fonctionnerait qu'avec ce dispositif. Tout montage doit pouvoir utiliser n'importe quel dispositif dont les caractéristiques sont situées dans la plage de dispersion indiquée par le constructeur. Le but d'une détermination précise est d'étudier l'influence de telles ou telles caractéristiques sur le comportement du montage, et de délimiter le domaine de variations possibles de ces caractéristiques sans altération des performances du montage.

4-1. — *MESURE DE LA TENSION* V_p

Cette mesure est relativement facile lorsque l'on a bien défini ce que l'on entend par valeur de V_p. Nous avons déjà dit, en effet, que cette valeur pouvait être différente suivant que l'on considère le T.E.C. bloqué quand son courant drain est réduit à 10, 1 ou 0,1 μA. Il faudra donc toujours préciser la condition de mesure de V_p.

La méthode de mesure est évidemment très simple. On réalise le montage de la figure 1-20 sur lequel on commence par agir sur la polarisation de la grille jusqu'à ce que le courant drain soit devenu très faible, on commute ensuite la sensibilité du micro-ampèremètre A, puis on amène, par action sur la tension grille, le courant drain à la valeur désirée (10, 1 ou 0,1 μA).

Une fois ce réglage réalisé, il n'y a plus qu'à lire, sur le voltmètre V (branché en permanence entre grille et source) la valeur de V_p.

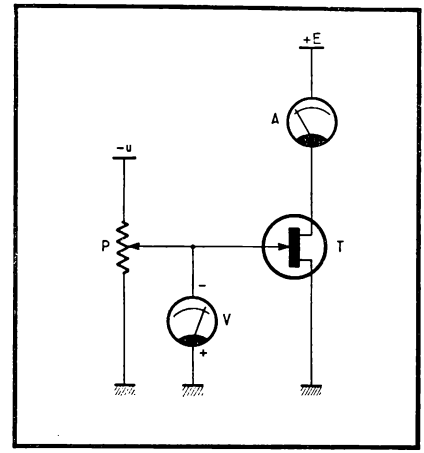


Fig. 1-20. — Dispositif de mesure de la tension de pincement — V_P d'un T.E.C. : on applique, par le potentiomètre P, une tension (lue sur le voltmètre V) à la grille du T.E.C. et l'on augmente cette tension jusqu'à ce que le milliampèremètre A de drain indique que le courant drain a atteint la valeur que l'on a admis de considérer comme négligeable (10 μA, ou 1 μA, ou 0,1 μA, suivant la façon dont on a défini — V_P).

Il peut sembler difficile de faire cette mesure pour un courant drain de 0,1 μA, ou, même de 1 μA, si l'on ne dispose pas d'un micro-ampèremètre suffisamment sensible. Comme c'est souvent le cas dans la technique, le T.E.C. apporte lui-même la solution au problème qu'il pose, puisque, comme nous le verrons plus loin (page 234), il est très facile de réaliser à l'aide d'un T.E.C. un micro-ampèremètre de très grande sensibilité.

Il existe d'autres méthodes de détermination de V_p. La plus mauvaise de toutes consiste à tracer la caractéristique donnant le courant I_D en fonction de la tension V_{DS} pour une polarisation nulle de la grille. En principe, la partie quasi horizontale de cette caractéristique commence pour une tension drain-source égale à V_p. Si nous considérons cette méthode comme désastreuse, c'est parce qu'il est très difficile de déterminer sur la caractéristique le point où cette dernière cesse de s'incurver.

Une autre méthode, un peu meilleure, consiste à tracer la caractéristique donnant le courant drain en fonction de la tension grille-source, telle qu'elle est tracée sur la figure 1-19, par exemple. En prolongeant la tangente à cette caractéristique en son point le plus haut (tension grille-source nulle et courant drain égal à I_{DSS}), on obtient, comme on l'a vu sur la figure 1-9, une tension $-V_o$ qu'il suffit, en principe, de multiplier par 2,2 pour avoir V_p. La valeur de V_o déterminée ainsi est relativement précise, ce qui l'est moins, c'est le coefficient 2,2 qui n'est pas une constante immuable pour tous les T.E.C.

La meilleure des trois méthodes est donc celle que nous avons indiquée en premier.

Cette détermination n'est valable, évidemment, que pour un T.E.C. à jonction ; nous avons vu, en effet, que le V_p n'avait pas beaucoup de sens dans le cas d'un MOST.

4-2. — *MESURE DU COURANT DE SATURATION* I_{DSS}

Cette mesure doit se faire après avoir déterminé V_p. On doit, en effet, appliquer entre drain et source une tension au moins égale à V_p si l'on veut que le courant drain soit égal à I_{DSS} pour une polarisation nulle de la grille.

On utilise encore le montage de la figure 1-20. La source de tension $+E$ étant réglée à une valeur supérieure d'au moins 1 V au V_p précédemment trouvé, le potentiomètre P sera tourné à fond, de telle sorte que le potentiel de la grille du T.E.C. soit nul, comme l'est celui de sa source.

Il peut être intéressant, lorsque l'on fait cette mesure, de vérifier l'action éventuelle de la variation de E sur le courant drain. En général, cette action est faible, mais elle n'est pas nulle. On peut dire que, dans une famille de T.E.C. d'un type donné, cette action est d'autant plus faible que la qualité du T.E.C. est meilleure, encore qu'il ne s'agisse pas là d'un critère absolu.

Comme nous l'avons dit plus haut, dans les MOST du type mixte enrichissement-déplétion, il y a une grandeur analogue à I_{DSS} ; on la mesurera exactement comme s'il s'agissait d'un T.E.C.

Bien entendu, dans cette mesure, il faut tenir compte de la chute de tension éventuelle dans l'instrument de mesure A. Certains micro-ampèremètres de mauvaise qualité peuvent, en effet, provoquer une chute de tension à leurs bornes atteignant plusieurs volts pour la déviation maximale. Heureusement, depuis quelques années, les constructeurs se préoccupent beaucoup plus de la réduction de cette chute de tension, et l'on trouve des appareils de mesure universels n'introduisant que 50 mV de chute à pleine déviation.

4-3. — *MESURE DE LA PENTE* s_o

La détermination de la pente maximale s_o, mesurée pour une polarisation nulle de la grille du T.E.C. ou du MOST, se fera exactement comme pour un tube électronique, encore qu'il existe d'autres méthodes spécifiques aux T.E.C.

Rappelons les divers procédés utilisables pour cette mesure.

Le premier consiste à faire varier légèrement le potentiel de

grille, de part et d'autre de 0 si possible (même dans un T.E.C. à jonction, on peut polariser la grille dans le sens direct sans que la jonction grille-source conduise, si l'on ne dépasse pas 0,2 V).

En faisant varier, par exemple, le potentiel de la grille entre — 0,1 V et + 0,1 V, supposons que le courant drain varie de 4,7 à 5,9 mA. Nous en déduirons que la pente, autour d'une polarisation nulle de grille, est égale à :

$$\frac{5{,}9 - 4{,}7}{0{,}2} = 6 \text{ mA/V}.$$

Si nous avons choisi de faire varier cette polarisation de part et d'autre de zéro, c'est pour que l'on obtienne une valeur valable autour de zéro. Si nous avions uniquement utilisé des polarisations négatives de grille (nous supposerons toujours qu'il s'agit de T.E.C. à canal N sauf indication expresse du contraire), nous aurions eu, vraisemblablement, une valeur un peu plus faible. Pour avoir une indication exacte, nous aurions dû nous contenter d'une variation très faible de la polarisation grille, correspondant à des variations très faibles du courant drain. Il est contre-indiqué de procéder ainsi, car de telles variations sont alors difficiles à mesurer avec précision.

Une autre méthode, couramment utilisée dans la technique des tubes électroniques, consiste à injecter sur la grille une faible tension alternative, et à mesurer l'amplitude de la composante alternative correspondante du courant drain. Pour cette dernière mesure, on insère en série dans la connexion de drain une résistance de faible valeur (fig. 1-21), et l'on utilise un millivoltmètre alternatif.

Dans le montage de la figure 1-21, nous avons supposé que nous utilisions deux millivoltmètre alternatifs, V et V', pour mesurer respectivement la composante alternative de tension drain (proportionnelle à la composante alternative de courant drain) et la tension alternative de grille. Il se peut que le voltmètre V' soit inutile si l'on connaît exactement la tension e alternative injectée. Si la source e est à basse impédance, et que l'on procède à une fréquence relativement basse, le même millivoltmètre V peut servir successivement à la mesure de e et de la composante alternative de tension drain. Il faut, pour cela, que le branchement de ce voltmètre ne perturbe pas les composantes qu'il est chargé de mesurer, ce qu'il est facile de vérifier préalablement.

Dans cette mesure, il est préférable de choisir r (résistance connue avec précision) de faible valeur et ceci pour plusieurs raisons :

— Plus r est faible, moins l'effet perturbateur du voltmètre se fera sentir sur le drain ;

— Il est préférable de mesurer une tension alternative de drain relativement faible pour que l'on puisse dire que l'on a procédé à la mesure avec une tension de drain bien définie.

Une bonne règle à observer est d'utiliser une résistance r telle que la composante alternative de tension drain soit du même ordre de grandeur que la tension e. Si cette composante était rigoureusement égale à e, la résistance r serait alors égale à $1/s_0$. C'est d'ailleurs là une méthode possible de mesure de la pente. On fait varier la résistance r jusqu'à ce qu'il en soit ainsi, puis on mesure la valeur de r. L'utilisation d'une boîte à décades permettra de lire directement la valeur de r sur un certain nombre de cadrans.

Une fréquence assez recommandable pour ces mesures est 1 kHz. A une telle fréquence, l'impédance du condensateur C peut être très faible (l'impédance d'un condensateur de 1 μF à 1kHz est de l'ordre de 160 Ω) et les capacités parasites sont encore très peu gênantes.

Il y a une autre méthode indirecte pour la mesure de la pente. Elle consiste à mesurer la résistance dynamique drain-source du T.E.C. pour une polarisation nulle de la grille et une valeur très faible (moins de 0,1 V) de la tension drain-source. Cette valeur est de l'ordre de $1/s_0$.

Evidemment, on peut faire toute une série de mesures en une seule fois, très rapidement, en traçant le réseau de caractéristiques du T.E.C. sur un traceur de courbes automatique, comme par exemple, le *Tektronix* type 575.

Signalons que, dans ce cas, on peut se trouver gêné par le fait que cet appareil a été essentiellement conçu pour les mesures portant sur les transistors classiques. Il possède bien une possibilité de commande en *tension* de la base (que l'on applique ici à la grille), mais les échelons maximaux de tension sont de 0,2 V, ce qui peut être très insuffisant dans le cas d'un T.E.C. à forte valeur de V_p. Dans ce cas, un artifice simple consiste à relier, sur les bornes de mesure, la cosse « base » (reliée à la grille du T.E.C.) et la cosse « émetteur » (reliée à la source du T.E.C.), par une résistance de 1 kΩ bien précise. Alors, le générateur de courant situé dans l'appareil provoquera, aux bornes de cette résistance, une chute de tension de 1 V par milliampère injecté. On pourra, dans ces conditions, relever le réseau de caractéristiques du T.E.C. avec des tensions grille fortement négatives et atteignant —10 V si nécessaire.

Un tel relevé est évidemment séduisant par sa simplicité. Il faut toutefois préciser que cette méthode donnera une précision moindre que celles que nous avons indiquées plus haut.

De nouveaux instruments apparaissent maintenant sur le marché, spécialement étudiés pour les T.E.C. ; ils permettent la mesure

de leur pente grâce à un montage en pont, et autorisent une mesure de grande précision. Leur achat et leur emploi se justifient pour des productions importantes ou de grands laboratoires.

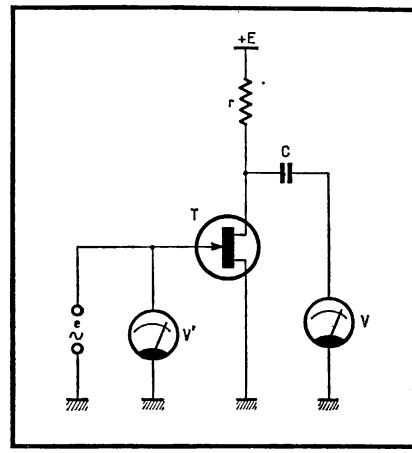


Fig. 1-21. — Montage utilisé pour la mesure de la pente maximale, s_0, d'un T.E.C. On injecte à la grille une très petite tension alternative, **e**, lue sur un voltmètre électronique V' et l'on lit, sur un autre voltmètre électronique alternatif, la tension alternative de drain (le condensateur C bloque la composante continue de tension drain). Il est bon de choisir **r** assez petite pour que la tension lue sur V soit du même ordre que celle que l'on lit sur V' ; **r** est alors de l'ordre de $1/s_0$.

Il va de soi que l'on peut avoir à mesurer la pente d'un T.E.C. ou d'un MOST pour une polarisation non nulle de la grille. Le montage de la figure 1-21 est toujours utilisable, à condition d'ajouter à la tension alternative *e* une tension de polarisation *u* connue. On peut ainsi tracer la courbe donnant la variation de la pente en fonction de la polarisation.

4-4. — *MESURE DE LA FUITE DE GRILLE* I_{GSS}

Définitions des fuites

Nous parlons ici du transistor à effet de champ à grille non isolée (c'est-à-dire qu'il ne s'agit pas des MOST). Ce que l'on appelle généralement I_{GSS} est la fuite de la jonction grille-canal, celui-ci étant court-circuité, c'est-à-dire qu'on mesure le courant de fuite de la grille après avoir relié la source et le drain. Comme d'habitude, l'indice S placé après une grandeur indique qu'elle est relative à une mesure en court-circuit (S pour « short circuit »).

Il peut sembler bizarre de définir ainsi ce courant de fuite, et de faire une distinction entre la fuite grille-drain (I_{GD}) et la fuite grille-source (I_{GS}), alors que, en principe, le canal est conducteur. En réalité, il convient de se rappeler que, lors de ces essais de fuite, la grille est polarisée très fortement dans le sens bloquant. C'est, en effet, dans ce sens qu'elle se trouve polarisée en fonctionnement normal, et c'est dans ces conditions que l'on doit relever le terme parasite correspondant à la fuite de grille.

Or, quand la grille est polarisée ainsi, et, en général, à une tension très supérieure en valeur absolue à V_p, le T.E.C. est complètement bloqué ; tout se passe comme si le canal était coupé. Dans ces conditions, il est normal de considérer séparément la fuite de la grille vers le drain, la fuite de la grille vers la source, et la fuite cumulée vers ces deux électrodes réunies.

Si la fuite se localisait uniquement dans la jonction, il serait logique de trouver une fuite I_{GSS} qui serait égale à la somme de I_{GD} et de I_{GS}. En réalité, on sait qu'une partie de cette fuite a lieu dans les connexions du boîtier, ce qui fait que, en général, la fuite I_{GSS} est inférieure à la somme de I_{GD} et de I_{GS}. Toutefois, comme ce courant I_{GSS} représente le maximum de perturbation que l'on pourra rencontrer, il est logique de le mesurer en premier.

Bien entendu, ce courant de fuite varie en fonction de la différence de potentiel grille-source (la source étant réunie au drain). Mais, en première approximation, nous pourrons estimer que cette variation est relativement faible, comme celle de toute fuite dans une jonction bloquée (tant que la tension inverse reste notablement inférieure à la tension d'avalanche).

Le courant de fuite qui est le plus facile à mesurer est une quatrième espèce de courant, que nous appellerons par la suite I_{G0}, et qui est celui qui passe dans la grille lorsque le T.E.C. est utilisé dans les conditions usuelles, c'est-à-dire avec une polarisation inverse légère de la grille, cette polarisation étant inférieure en valeur absolue à V_p.

Dans ces conditions, on a donc une fuite entre grille et source, cette fuite ayant lieu sous une différence de potentiel faible (inférieure à V_p). On a, d'autre part, une fuite entre grille et drain, ce dernier étant à un potentiel éventuellement très différent de celui de la grille. Par exemple, dans un T.E.C. à canal N, nous pouvons supposer que le fonctionnement normal (avec le T.E.C. non bloqué), correspond à une polarisation grille de -2 V par rapport à la source, le drain étant à $+15$ V par rapport à la source, c'est-à-dire à $+17$ V par rapport à la grille, par exemple. Dans de telles conditions, le courant de fuite grille est donc égal à la somme du courant de fuite grille-drain — valable pour une différence de potentiel de 17 V entre drain et grille — et du courant de fuite grille-source — valable pour une différence de potentiel de 2 V grille-source —. Si, comme nous l'avons dit plus haut, les courants de fuite étaient *rigoureusement* indépendants de la différence de potentiel de la jonction bloquée, le courant I_{G0} que nous mesurons alors serait égal au I_{GSS} que nous désirons mesurer. L'expérience montre qu'il en diffère extrêmement peu.

Le montage de mesure

Ayant ainsi défini les différents courants de fuite, le problème qui se pose à nous est de les mesurer, la difficulté venant de la valeur extrêmement faible de ces courants. Fort heureusement, nous pourrons faire cette mesure d'une façon très simple, en utilisant la charge d'un condensateur par le courant de fuite lui-même.

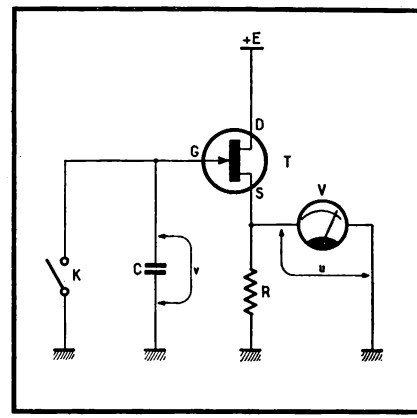


Fig. 1-22. — Montage utilisé pour la mesure du courant de fuite grille d'un T.E.C. Ce dernier est monté en « drain commun » (ou source asservie), de telle sorte que la tension source masse, **u**, mesurée par le voltmètre V, est pratiquement égale à la tension grille-masse, **v**, augmentée d'une valeur presque constante. Quand le contact K est ouvert, le courant de fuite de grille charge C, la vitesse de charge, fonction du courant et de la capacité C, est lue par l'intermédiaire du voltmètre V.

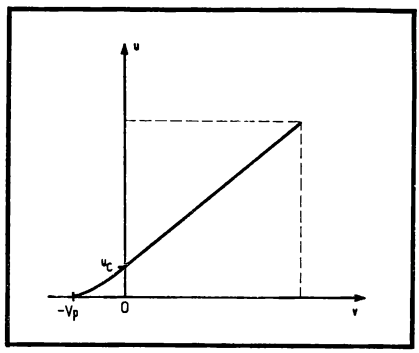


Fig. 1-23. — Pour une bonne précision, dans l'emploi du montage de la figure 1-22, il est bon d'étalonner auparavant l'étage « drain commun », en traçant la courbe donnant **u** en fonction de **v** : elle est proche d'une droite et voisine de la bissectrice des axes de coordonnées.

Supposons que nous réalisions le montage de la figure 1-22. Dans ce montage, le T.E.C. est monté selon le mode *drain commun* ou *source suiveuse,* que nous verrons plus en détail plus loin (pages 84 à 92). En effet, son drain est à un potentiel constant + E, la tension d'entrée *v* est appliquée entre grille et masse, la tension de sortie *u* est prélevée entre source et masse. C'est là un montage analogue au type *collecteur commun* dans les transistors à injection, et plus proche encore du montage *cathode-asservie* ou *cathodyne* utilisé avec les tubes électroniques.

Nous verrons que, dans un tel montage, le gain en tension (rapport des variations de *u* aux variations de *v* qui leur ont donné naissance) est proche de l'unité, tout en étant inférieur à cette valeur. Autrement dit, la variation de *u* en fonction de *v* a la forme qu'indique la courbe de la figure 1-23. Si le gain dont nous avons parlé plus haut était rigoureusement égal à l'unité, la plus grande partie

de cette courbe serait une droite parallèle à la première bissectrice des axes de coordonnée.

Dès lors, la courbe de la figure 1-23 est facile à relever. On applique à la grille du T.E.C. une tension v connue, fournie par un potentiomètre branché entre $+E$ et la masse par exemple, et constamment mesurée par un voltmètre donnant la valeur de v. Un autre voltmètre V nous donne, en même temps, la valeur correspondante de u, et l'on peut ainsi tracer point par point la courbe de la figure 1-23, tout au moins la partie de cette courbe correspondant à des valeurs positives de v. Précisons, pour ceux qui s'étonneraient de voir ainsi des tensions *positives* sur un T.E.C. à canal N, que, si la grille est positive, la source l'est encore plus : le T.E.C. est donc normalement polarisé.

Principe de la mesure

Ayant relevé la courbe de la figure 1-23, nous mettrons la grille du T.E.C. à la masse par l'intermédiaire du contact K. Le voltmètre V lit alors la tension repérée par u_0 sur la figure 1-23. Si, maintenant, nous ouvrons le contact K, le courant grille du T.E.C., qui s'écoulait vers la masse à travers K, va maintenant charger le condensateur C, faisant augmenter la valeur de v initialement nulle.

On sait qu'un condensateur de capacité C, chargé par un courant d'intensité i présente une différence de potentiel v à ses bornes qui croît suivant une loi linéaire puisque l'on a :

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

C'est ainsi qu'un condensateur de capacité 1 nF $= 10^{-9}$ F, chargé par un courant d'une intensité de 3 nA $= 3.10^{-9}$ A, aura une tension à ses bornes qui augmentera au rythme de 3 V/s.

Comme nous connaissons la capacité du condensateur C, et que, d'autre part, nous pouvons connaître la variation de v en fonction du temps (par l'intermédiaire de la variation de u, en utilisant la courbe de la figure 1-23), nous pouvons connaître, à chaque instant, la valeur du courant grille qui charge le condensateur C.

Choix des composants

S'il s'agit d'un courant de l'ordre du nano-ampère, il vaudrait mieux utiliser un condensateur C d'une capacité supérieure au nano-farad. En effet, si l'on relève, à intervalles réguliers, la valeur de la tension u (pour en déduire celle de v), il est plus facile de le faire

avec précision pour une tension qui varie lentement, par exemple de 0,1 V/s. Il sera donc nécessaire, avec un T.E.C. déterminé, de recommencer un certain nombre de fois l'essai avec des valeurs différentes de C, pour avoir une mesure correcte. Bien entendu, lors de ces essais, il faudra prendre soin d'éviter les fuites parasites : le condensateur C devra être un modèle à très haut isolement (par exemple du type « Styroflex » ou « Mylar ») et l'interrupteur K ne devra présenter aucune fuite.

Il est donc très facile de mesurer ainsi des courants extrêmement faibles : s'il s'agit de fuites de l'ordre de quelques pico-ampères, il suffira d'utiliser un condensateur C d'une capacité de l'ordre de

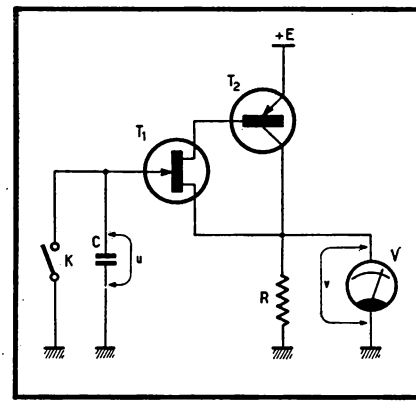


Fig. 1-24. — On améliore le montage de la figure 1-22 en utilisant un transistor **p-n-p**, T_2, constituant avec le T.E.C. T_1 un amplificateur à grand gain bouclé sur lui-même en contre-réaction totale. Le gain dynamique (rapport des variations de **v** aux variations de **u** qui lui ont donné naissance) est si proche de l'unité qu'on peut le considérer comme égal à un.

100 pF pour lire très commodément ce courant, en utilisant uniquement un voltmètre et un compte-secondes.

On peut utilement faire plusieurs mesures avec le montage de la figure 1-22 en ayant, entre deux d'entre elles, modifié la valeur de la tension $+E$. On peut alors voir la variation du courant de fuite grille en fonction de E. On constate souvent que cette variation est assez importante, contrairement à ce que devrait être la fuite d'une jonction bloquée. Si cette variation est très faible, c'est un bon signe pour la qualité de la jonction du T.E.C.

Montage amélioré pour la mesure de la fuite de grille

Il peut paraître gênant de procéder ainsi en ayant besoin de recourir à une mesure indirecte (par l'intermédiaire de la courbe de la figure 1-23). Il est possible de s'affranchir de cette sujétion en utilisant le montage de la figure 1-24, sur lequel nous reviendrons ultérieurement (page 89). Précisons simplement pour le moment que, dans ce montage, l'association du T.E.C. T_1 et du transistor *p-n-p* T_2, constitue l'équivalent d'un montage à source asservie dont

le gain dynamique est extrêmement proche de l'unité. Dans ces conditions, il est inutile de tracer une courbe telle que celle de la figure 1-23 ; on admettra que les variations de v sont *égales* aux variations de u.

Précisons que, lorsque l'on utilise cette méthode de mesure, de même qu'en utilisant celle qui correspond au schéma de la figure 1-22, il y a variation de la différence de potentiel drain-grille pendant la mesure. Le potentiel de drain est rigoureusement constant dans le cas de la figure 1-22, presque rigoureusement constant dans le cas de la figure 1-24, alors que le potentiel de la grille augmente régulièrement pendant la mesure. Ce n'est là qu'un inconvénient mineur, auquel on peut remédier en bornant la mesure à une faible variation de u, donc de v.

Dans ce cas, il peut être difficile d'apprécier correctement une faible variation de v, si la valeur initiale de cette dernière est déjà élevée : on lira mal la variation d'une tension entre 14,5 et 14,7 V, puisque cette variation de 0,2 V doit être lue sur une échelle de plus de 20 V. Dans ce cas, la solution la plus simple consiste à relier le pôle négatif du voltmètre V, non pas à la masse comme sur les figures 1-22 et 1-24, mais au curseur d'un potentiomètre de résistance relativement modérée, placé entre le $+E$ et la masse. La contre-tension ainsi produite permettra de lire les variations de v sur une échelle correspondant à des tensions faibles, en partant de zéro par exemple, donc avec toute la précision requise.

Cas des MOST

Nous avons précisé plus haut que les mesures indiquées étaient valables pour les T.E.C. Rien n'empêche, bien entendu, de les étendre aux MOST. La difficulté est alors de lire une variation qui risque d'être très lente, étant donné la valeur extrêmement faible du courant de fuite des MOST. On pourrait être tenté de réduire abusivement la capacité du condensateur C, mais on commencerait à ne plus connaître exactement sa valeur, les capacités parasites devenant importantes par rapport à la capacité du condensateur C proprement dit. Si l'on veut que les capacités parasites n'interviennent pas trop, la capacité de C doit être de l'ordre d'une centaine de picofarads (10^{-10} F), ce qui correspond, pour un courant de 0,1 pA (10^{-13} A) à une montée de 1 V en 1000 secondes, soit presque en 20 minutes.

Bien entendu, dans les mesures portant sur les MOST, il convient de pousser à l'extrême les précautions d'isolement que nous avions déjà préconisées pour les T.E.C. En particulier, il peut être utile d'enfermer toute la partie critique (le transistor à effet de champ, le condensateur C et le contact K) dans une enceinte étanche où l'on

place un desséchant, cela pour éviter l'action de l'humidité qui tend toujours à réduire les isolements.

Il peut paraître difficile, dans ce cas, de réaliser la commande du contact K, si ce dernier est à l'intérieur d'une enceinte étanche. La solution élégante consiste à utiliser, pour ce dernier contact, un de ces interrupteurs spéciaux dits I.L.S. (interrupteur à lames souples), qui sont réalisés au moyen de deux lames magnétiques dans une ampoule de verre. Le contact se ferme lorsque l'on approche un aimant de l'ampoule.

L'isolement de ces interrupteurs, à l'état ouvert, peut être considérable, si l'ampoule est bien propre et sèche. Il est extrêmement facile de commander le contact depuis l'extérieur de l'enceinte étanche, au moyen d'un aimant, à condition d'avoir placé l'ampoule-contact à proximité de la paroi, et d'avoir utilisé, pour constituer celle-ci, un matériau non magnétique (laiton ou aluminium).

Ce que nous avons dit pour les T.E.C. et MOST à canal N s'applique parfaitement au cas de dispositifs à canal P. Il suffit, dans les figures 1-22 et 1-24 d'inverser la polarité de l'alimentation $+E$, des tensions v et u, et, sur la figure 1-24, de remplacer le transistor T_2 par un modèle *n-p-n*.

4-5. — *MESURE DE LA TENSION DRAIN-SOURCE MAXIMALE*

La mesure de la valeur maximale de la tension drain-source n'est possible que dans un T.E.C. à jonction. On sait, en effet, que cette mesure est destructive dans un MOST.

Il s'agit de connaître la valeur de la tension BV_{DG}, telle qu'elle apparaît sur la figure 1-8. Une solution pour cela consiste à utiliser un traceur de courbes, par exemple du type 575 de la société *Tektronix*. Cette solution peut, toutefois, être dangereuse pour le transistor : le réseau de caractéristiques est, en effet, tracé en y comprenant la caractéristique tracée à polarisation grille-source nulle. Pour cette dernière, le courant i_{DSS} peut être élevé. Dans ces conditions, quand on amène le drain à une tension suffisante pour que le phénomène d'avalanche se produise, la dissipation de puissance dans le canal peut être dangereuse, même pour un relevé en impulsions.

Si l'on veut opérer en toute sécurité, la meilleure méthode est la suivante : supposons que nous ayons déjà déterminé le V_p du T.E.C. Nous polariserons la grille du T.E.C. à une valeur proche de V_p, ou même légèrement supérieure à cette valeur. Dans ces conditions, le courant drain du T.E.C. est pratiquement nul. Si nous augmentons la différence de potentiel entre drain et source, donc entre drain et grille, cette dernière arrivera à une valeur telle que

le phénomène d'avalanche se produira. Nous pouvons limiter le courant correspondant à une valeur très faible par le montage de la figure 1-25.

Etant donné la présence de la résistance R, avec les valeurs indiquées, le courant dans le T.E.C. ne peut jamais dépasser 50 μA. Nous mesurerons alors, au moyen du voltmètre électronique VE, la différence de potention drain-source qui s'établit aux bornes du T.E.C. Bien entendu, nous aurons eu soin de polariser ce dernier au moyen d'une tension u supérieure à V_p. Au besoin, nous vérifierons, en augmentant encore cette polarisation u, que la valeur V ne varie pas. Cette vérification nous prouvera que le courant qui traverse alors le T.E.C. est bien un courant d'avalanche. Il correspond à une différence de potentiel drain-grille égale à $V + u$, et le courant d'avalanche correspondant est égal à

$$\frac{E - V}{R}$$

En général, le coude de la caractéristique correspondant au passage en régime d'avalanche est assez net. Aussi, même avec un courant d'avalanche très faible, obtient-on une valeur relativement précise de la tension d'avalanche.

4-6. — *MESURE DE LA REPONSE EN HAUTE FREQUENCE*

La caractéristique la plus importante du T.E.C. ou du MOST, en ce qui concerne sa réponse aux fréquences élevées, est la capacité d'entrée. En réalité, il n'y a pas une seule capacité, et l'on doit tenir compte séparément de la capacité parasite C_{GD} entre la grille et le drain, et de la capacité parasite C_{GS} entre grille et source. En raison de l'effet Miller, c'est la première de ces deux capacités qui est la plus importante.

De nombreux appareils de mesure sont équipés pour la détermination de ces capacités parasites. On peut faire cette mesure à l'aide du Q-mètre, ou de différents ponts d'impédance classiques. Il est possible de la faire aussi avec un matériel beaucoup plus restreint en utilisant la méthode que nous exposons ci-après.

Réalisons tout d'abord le montage de la figure 1-26. On voit que le T.E.C. T_1 est attaqué par la tension alternative du générateur G, à travers le condensateur C_1 et la résistance R_1. Le condensateur a pour but de permettre l'application de la tension de polarisation à la grille, cette tension, $-p$, étant appliquée à travers la résistance R_2.

Le courant drain du transistor T_1 est celui de l'émetteur du transistor T_2, monté en base commune. La base de T_2 est alimentée par

une source de tension constante $+u$, soigneusement découplée à la masse. On retrouve, dans le collecteur de T_2, un courant pratiquement égal au courant drain du T.E.C. La résistance R_3 permet de transformer sa composante alternative en une tension alternative de sortie. Le voltmètre électronique VE permet de mesurer cette composante à travers le condensateur C_2.

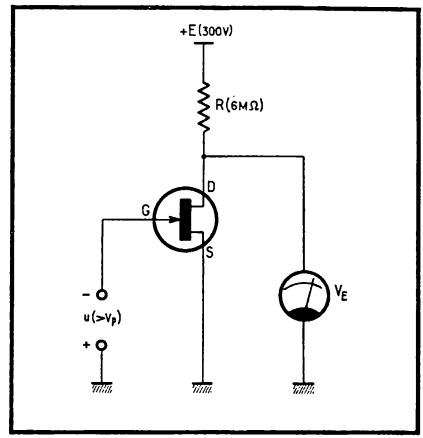


Fig. 1-25. — Détermination de la tension maximale BV_{DG} : on polarise le T.E.C. au-delà de la tension de blocage — V_P et l'on applique à son drain une tension élevée à travers une résistance considérable, qui limite le courant d'avalanche drain grille à une valeur sans danger pour le T.E.C. Un voltmètre électronique continu à très haute résistance d'entrée, VE, mesure alors la tension drain-source.

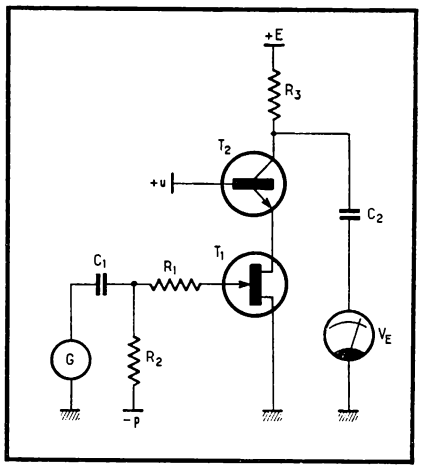


Fig. 1-26. — Montage permettant de déterminer la somme des capacités C_{GD} et C_{GS}. L'emploi du transistor bipolaire T_2, en montage base commune, permet de supprimer l'« effet Miller ». La résistance R_2 (100 kΩ) assure la polarisation moyenne de grille du T.E.C. ; la résistance R_1 vaut 1 à 22 MΩ. Le générateur G est du type B.F. et l'on en élève la fréquence jusqu'à ce que la tension lue sur le voltmètre électronique VE (tension alternative) ait diminué de 30 % par rapport à sa valeur pour une fréquence très basse de la fréquence. On peut alors calculer $C_{GD} + C_{GS}$.

On peut admettre, en première approximation, que, l'émetteur du transistor T_2 étant à un potentiel presque constant, le drain de T_1 l'est, ce qui supprime l'effet Miller dont nous parlerons plus loin. La capacité parasite totale d'entrée de la grille G est alors égale à la somme de C_{GD} et de C_{GS}.

Il reste à déterminer cette somme. C'est ici qu'intervient la résistance R_1 : on a choisi, pour cette résistance, une valeur élevée (de 2 à 10 MΩ), ce qui est sans aucun inconvénient aux fréquences basses, étant donné la très faible valeur du courant grille du T.E.C.

Déroulement de la mesure

Pour mesurer les capacités, on procède ainsi. On commence par attaquer le montage par un signal à fréquence faible (entre 100 Hz et 1 kHz). A cette fréquence, les capacités parasites représentent une impédance pratiquement infinie par rapport à R_1. Même si ces capacités totalisaient 10 pF, cela ne représenterait qu'une impédance de 16 MΩ à 1 kHz (et 160 MΩ à 100 Hz). Bien entendu, on a pris soin de choisir les capacités des condensateurs C_1 et C_2 suffisamment élevées, pour que les liaisons réalisées par ces éléments n'atténuent pas les fréquences les plus basses que l'on utilisera.

Augmentons maintenant la fréquence du générateur G. L'impédance des capacités parasites de grille diminue. Pour une fréquence f_0, cette impédance est devenue, en module, égale à R_1. Dans ces conditions, il en résulte une atténuation de 3 dB de l'amplitude de la tension appliquée à G, diminution qui se répercute dans le même rapport sur la valeur de la *d-d-p* donnée par le voltmètre électronique. Il suffit donc d'augmenter régulièrement la fréquence de G, jusqu'à ce que l'on note une réduction de 30 % de la tension lue sur VE (ce qui correspond à —3 dB), et de noter cette fréquence.

Un calcul rapide permet alors de déterminer la capacité parasite d'après la formule :

$$C = \frac{160}{f_0 \, R_1}$$

où f_0 est exprimée en kilohertz et R_1 en mégohms.

La valeur de C ainsi obtenue est égale à la somme de C_{GD} et de C_{GS}. Si l'on désire connaître individuellement ces deux capacités, il nous faut effectuer une seconde mesure.

Il suffira de reprendre le montage de la figure 1-26, mais en le modifiant comme l'indique la figure 1-27. Dans ce montage, la valeur de la résistance R_3 a été choisie pour que l'étage à T.E.C. ait un gain compris entre 4 et 10 (gain en tension entre la grille et le drain). En recommençant la même mesure que celle que l'on avait effectuée avec le montage de la figure 1-26, on trouve une nouvelle fréquence d'atténuation 3 dB, soit f_1.

En appliquant la formule indiquée plus haut, avec cette nouvelle valeur de fréquence (plus faible que f_0), nous trouverons une nouvelle valeur C' de la capacité d'entrée. On connaît, d'autre part, l'amplification en tension (A) du montage de la figure 1-27. La différence entre C et C' est due à l'effet Miller, exactement comme

dans les tubes. On sait, en effet, que la capacité parasite d'entrée d'un étage comme celui de la figure 1-27, est égale à

$$C' = C_{GS} + (A + 1)\, C_{GD}\,.$$

Si l'on retranche de la valeur de C' ainsi trouvée, la valeur C qui est égale à

$$C = C_{GS} + C_{GD}\,,$$

on trouve une différence, qu'il suffit de diviser par le gain en tension A de l'étage, pour obtenir C_{GD}.

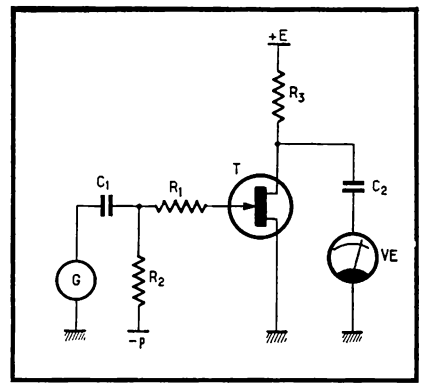


Fig. 1-27. — Dans ce montage, la résistance R_3 a été choisie pour que l'étage à T.E.C. ait un gain en tension de 4 à 10 entre grille et drain. En mesurant comme dans le cas de la figure 1-26, on trouve, cette fois, la somme de C_{GS} et du produit de C_{GD} par le gain de l'étage augmenté de un (effet Miller).

Pour que les mesures conduites comme nous l'indiquons soient valables, il faut que, dans le montage de la figure 1-27, les impédances des condensateurs C_1 et C_2 ne nous gênent en rien, même aux fréquences les plus basses, comme c'était le cas avec le montage de la figure 1-26. Il faut également que la capacité parasite apportée par le voltmètre électronique représente, à la fréquence f_1, une impédance que l'on puisse considérer comme infinie par rapport à la résistance R_3. En général, ce dernier point est facilement satisfait, la résistance R_3 étant relativement faible ; il suffit, par exemple, de 3 kΩ pour avoir un gain A de l'ordre de 6 avec une pente de 2 mA/V pour le T.E.C.

Précisons enfin, que, lors de ces mesures, il faut soigneusement protéger le montage (et tout spécialement la grille du T.E.C.) contre les champs électriques parasites.

Quoique décrit avec un T.E.C., ce montage est parfaitement applicable au MOST, avec les précautions usuelles contre la destruction de la couche isolante par les charges statiques.

Evidemment, la mesure des deux capacités C_{GD} et C_{GS} ne permet pas de connaître la totalité du comportement du T.E.C. pour les hautes fréquences. D'autre paramètres interviennent. Il faut, entre autres, tenir compte du temps de propagation des charges dans le canal, encore que ce temps soit généralement peu gênant, puisqu'il s'agit de porteurs majoritaires. Ce temps intervient pour entraîner une réduction de la pente aux fréquences très élevées. Il entraîne aussi l'apparition d'un terme réel (résistif), décroissant quand la fréquence augmente, dans l'impédance d'entrée du T.E.C. En général, ces phénomènes ne sont gênants que pour les fréquences de plusieurs centaines de mégahertz, et la limitation de réponse due aux capacités parasites se manifeste avant. L'effet de réduction de pente aux fréquences élevées est surtout gênant dans les amplificateurs accordés.

Les mesures portant sur la pente en haute fréquence et sur quelques autres paramètres limitant la réponse en fréquence, ne peuvent être faites qu'avec un appareillage très complexe, et nous ne les décrirons pas ici.

4-7. — *REPERAGE DE LA NATURE ET DU BROCHAGE D'UN T.E.C. INCONNU*

Indiquons ici de quelle façon on peut repérer la position des connexions dans un T.E.C. dont on ne connaît pas le brochage. Précisons tout d'abord que, hélas, il semble qu'il n'y ait aucune normalisation dans ce domaine, contrairement aux transistors à injection, dans lesquels l'emplacement de la base, de l'émetteur et du collecteur sont toujours les mêmes pour les boîtiers TO 5 et TO 18.

Nous supposerons, pour commencer, qu'il s'agisse d'un T.E.C. à jonction dont on connaît la polarité, par exemple un modèle à canal N.

Il est relativement facile de repérer alors les connexions : on trouve deux fils entre lesquels, à l'ohmmètre et sous une tension très faible, apparaît une résistance de quelques centaines ou quelques milliers d'ohms, cette résistance étant non polarisée, c'est-à-dire restant la même quand on permute le rôle des deux fils. Quand nous aurons trouvé ces fils, nous saurons qu'il s'agit alors du drain et de la source, sans pouvoir préciser celui qui est la source.

Un autre moyen consiste à chercher une jonction. On trouve, entre deux connexions, l'équivalent d'une diode. Si, par exemple, on a l'équivalent d'une diode entre le fil n° 3 et le fil n° 2, et que l'on ait aussi l'équivalent d'une diode entre ce même fil n° 3 et le fil n° 1, c'est que le fil n° 3 est la grille, les fils 1 et 2 étant connectés au canal, l'un étant le drain, l'autre la source. Une telle mesure nous

renseigne, en plus, sur la polarité du T.E.C. On voit, si le courant peut passer depuis la grille vers le canal (source ou drain) qu'il s'agit d'un modèle à canal N.

Ce qui vient quelquefois compliquer les choses, c'est la présence d'une quatrième électrode dans de nombreux T.E.C. Cette électrode est souvent reliée au boîtier et l'on pourra vérifier qu'il en est ainsi à l'ohmmètre, en ayant soin, toutefois, de choisir un calibre de l'ohmmètre tel que le courant maximal ne risque pas d'endommager la jonction.

Si l'on sait encore moins de choses sur le T.E.C. à essayer, en particulier si l'on ignore s'il s'agit d'un T.E.C. à jonction ou d'un MOST, la recherche des connexions devient beaucoup plus difficile. Bien entendu, comme il peut s'agir d'un MOST, nous prendrons systématiquement les précautions indispensables dans la manipulation de ces dispositifs afin d'éviter leur destruction par les charges électrostatiques.

En présence d'un MOST à quatre fils, on peut croire que l'on a identifié un T.E.C. à jonction normal : comme l'un des fils est le substrat, il va jouer le rôle d'anode de diode par rapport aux deux fils de source et de drain. Le fil de grille, complètement isolé, est alors pris, par erreur, pour une connexion supplémentaire. Aussi, quand on a l'impression d'avoir identifié un T.E.C. à jonction d'après le processus indiqué plus haut, il est bon de vérifier que le quatrième fil est connecté au boîtier. S'il ne l'est pas, on recommence alors les essais en appliquant une tension entre source et drain, et en essayant l'action éventuelle du potentiel du quatrième fil : si ce potentiel agit sur le courant drain-source, c'est qu'il s'agit d'un MOST.

En général, étant donné le nombre relativement restreint de T.E.C. existant actuellement (1969) sur le marché, ce genre d'hésitation n'intervient guère. Il n'y a que dans le cas d'un dispositif d'origine étrangère, dont le numéro de référence ne figure sur aucune documentation, comme c'est quelquefois le cas, ou d'un dispositif dont le numéro de référence a été accidentellement effacé, que l'on doit recourir à ces mesures. Le problème peut alors se compliquer encore plus, car le dispositif étudié peut parfaitement être un transistor usuel à injection. Dans ce cas, c'est la base qui jouera le rôle de diode par rapport à l'émetteur et au collecteur. Un transistor du type *p-n-p* pourrait alors être considéré comme un T.E.C. à canal P. Dans ce cas, la mesure de la résistance entre les deux extrémités du « canal » supposé montrera une nette dissymétrie suivant la polarisation utilisée.

Rappelons que, dans le cas d'un MOST du type à enrichissement, on peut très bien trouver une résistance infinie entre drain et source, en l'absence de tension de commande sur la grille. C'est là

un point dont il faudra tenir compte dans la recherche du brochage d'un MOST.

5. — Code symbolique des T.E.C. et MOST.

Nous allons indiquer ci-après un type de représentation des propriétés d'un dispositif, T.E.C. ou MOST, par un groupe de lettres et de chiffres. L'auteur ne prétend pas, bien entendu, indiquer là un code qu'il souhaiterait voir utiliser. Il s'agit simplement d'une symbolisation systématique de certaines propriétés de ces dispositifs, permettant de classer les T.E.C. et MOST existants dans plusieurs catégories, pour que l'on puisse trouver plus facilement des dispositifs qui permettent de réaliser les montages décrits ci-après.

5-1. — *DEFINITION DU CODE*

Dans le code que nous proposons, le dispositif est désigné par une lettre suivie de deux chiffres, suivis éventuellement de une ou plusieurs lettres.

La première lettre désigne la technologie de réalisation du dispositif :

— On emploie la lettre T pour désigner un T.E.C. à jonction à canal N ;

— On emploie un F pour désigner un T.E.C. à jonction à canal P ;

— On emploie un M pour désigner un MOST à canal N ;

— On emploie un P pour désigner un MOST à canal P.

Nous avons tenu à n'utiliser qu'une seule lettre pour représenter à la fois la technologie et la polarité afin de diminuer le nombre de signes utilisés dans le code. Il en résulte, évidemment, une moins grande facilité pour retenir ce code. Ce que nous allons indiquer par la suite pour le retenir, ne ressort pas d'une véritable logique, mais plutôt d'un procédé mnémotechnique. L'utilisation de la lettre T pour le T.E.C. vient tout simplement de la première lettre de T.E.C., si nous ne l'avons utilisée que pour les modèles à canal N, c'est parce que ces modèles sont beaucoup plus couramment utilisés pour les montages décrits dans cet ouvrage.

La lettre F a été utilisée également pour un transistor à effet de champ à jonction, en tenant compte du fait que ces dispositifs sont désignés aux U.S.A. sous le sigle F.E.T. Il n'y avait pas de raison particulièrement au choix de cet F pour le canal P, à ceci près que nous avons pris la notation « étrangère » pour un type de transistor à effet de champ qui nous est moins « familier » que le canal N.

La lettre M pour le MOST est, elle aussi, l'initiale de MOST. L'utilisation de la lettre P rappelle qu'il s'agit d'un canal P et, comme on ne peut confondre avec T (T.E.C.) ou F (F.E.T.) cela suffit approximativement pour indiquer qu'il s'agit d'un MOST.

Il peut être nécessaire de préciser, dans le cas d'un MOST, si ce dernier est susceptible de fonctionner en déplétion. Ce cas est relativement rare, statistiquement parlant, pour les MOST. C'est pourquoi nous avons envisagé, pour le cas particulier de MOST à déplétion (ou pouvant fonctionner suivant le mode déplétion-enrichissement) de mettre exceptionnellement une lettre supplémentaire, la lettre D après le M ou le P.

Le chiffre qui suit la lettre (ou éventuellement les deux lettres dans le cas d'un MOST à déplétion) permet de définir dans quelle gamme se situe la valeur typique de la tension de pincement V_p du dispositif, et ceci comme l'indique le tableau suivant.

Chiffre	V_p min. en volts	V_p max. en volts
0	....	0,25
1	0,25	0,5
2	0,5	1
3	1	2
4	2	4
5	4	8
6	8	16
7	16	32
8	32	64
9	64	....

Dans le cas d'un MOST, le V_p que nous indiquons est la tension de grille à laquelle la conduction commence dans le canal (tension mesurée par rapport à la source, bien entendu). Comme, dans la majorité des cas, le MOST est du type à « enrichissement », on saura, d'après le type de canal du MOST s'il s'agit d'une tension positive (canal P) ou négative (canal N). Dans le cas où le dispositif est désigné par la lettre représentative (M ou P) suivie d'un D, indiquant qu'il s'agit d'un modèle pouvant fonctionner en déplétion, le signe de V_p est alors opposé à la polarité du canal, exactement comme dans le cas d'un T.E.C. à jonction.

Le second chiffre représente, également suivant un code arbitraire, la gamme de valeurs dans laquelle se situe la valeur typique

du courant i_{DSS}. Cette valeur est indiquée par le tableau ci-après.

Chiffre	I_{DSS} min.	I_{DSS} max.
0	.....	0,1 mA
1	0,1 mA	0,3 mA
2	0,3 mA	1 mA
3	1 mA	3 mA
4	4 mA	10 mA
5	10 mA	30 mA
6	30 mA	100 mA
7	100 mA	300 mA
8	300 mA	1 A
9	1 A	.....

Ce second chiffre n'existe pas lorsqu'il s'agit d'un MOST à enrichissement, c'est-à-dire quand la première lettre du dispositif est M ou P, non suivie de la lettre D, car il n'y a pas de courant pour la polarisation nulle de la grille dans un MOST à enrichissement.

Avec cette lettre et ces deux chiffres, nous avons déjà défini d'une façon assez précise les possibilités du transistor à effet de champ. Bien sûr, il resterait à donner la troisième grandeur, correspondant à la valeur maximale de la pente pour une polarisation nulle de la grille. Nous avons montré plus haut (page 28) la relation qu'il y avait entre cette pente, le courant i_{DSS} et la tension V_p. Rappelons qu'en divisant le courant i_{DSS} par la tension V_p, et en multipliant le quotient par 2,2 on obtient une assez bonne approximation de la pente maximale.

La dénomination symbolique du transistor à effet de champ peut, dans de nombreux cas, se limiter à la lettre initiale (éventuellement suivie d'un D) et aux deux nombres qui suivent (éventuellement réduits à un seul dans le cas d'un MOST à enrichissement). Les indications qui peuvent se trouver après sont relatives à des propriétés particulières du T.E.C., chacune de ces propriétés étant représentée par une certaine lettre, ces lettres pouvant se trouver les unes à la suite des autres, si le dispositif possède simultanément les propriétés correspondant à ces lettres. Le code des lettres est le suivant :

H : haute tension BV_{GD} ($\geqslant$ 30 V) ;
F : faible facteur de bruit ;
E : faible courant de fuite grille ($<$ 30 pA) pour un T.E.C. ;
B : bi-grille ;
C : faibles capacités.

Indiquons encore la raison du choix de ces lettres, non pas tellement pour le justifier, mais à titre mnémotechnique.

Le H rappelle la haute tension drain-grille ; le F évoque le faible facteur de bruit ; le E évoque l'emploi en électromètre, en raison du courant grille spécialement réduit. Il va de soi que cette lettre E ne figure pas lorsqu'il s'agit d'un MOST, puisque ses propriétés d'électromètre sont sous-entendues. La signification des lettres B (deux grilles de commande ou bi-grille) et C pour évoquer la faible capacité est logique.

Donnons quelques exemples d'utilisation de ce code. Si nous trouvons, par exemple, un dispositif repéré par le code T 44 E, cela signifie qu'il s'agit d'un T.E.C. à canal N dont V_p est compris entre 2 et 4 V et dont i_{DSS} est compris entre 3 et 9 mA, son courant grille étant exceptionnellement réduit. La notation F 31 C signifie qu'il s'agit d'un T.E.C. à canal P, dont la tension de pincement est comprise entre 1 et 2 V, cette tension étant évidemment positive (canal P), le courant drain i_{DSS} étant compris entre 0,1 et 0,3 mA, le dispositif ayant des capacités parasites très faibles. La notation M 5 signifie qu'il s'agit d'un MOST à canal N et à enrichissement (pas de lettre D), dont la tension V_p est comprise entre 4 et 8 V, c'est-à-dire qu'il faut porter la grille à un potentiel compris entre 4 et 8 V, positif par rapport à la source, pour que le courant commence à passer dans le canal. Il n'y a qu'un seul chiffre, puisque, dans un MOST à enrichissement, il n'y a pas de courant i_{DSS}.

5-2. — *UTILISATION DU CODE DANS LES LEGENDES DES FIGURES*

Dans les réalisations à T.E.C. ou à MOST que nous indiquerons par la suite, nous donnerons, dans les légendes des figures, des exemples de réalisation. Dans certains exemples, nous indiquerons, si possible, un type défini de T.E.C. ou de MOST permettant de faire fonctionner le montage. Mais, étant donné l'invraisemblable prolifération de noms de transistors à effet de champ, pour une gamme relativement restreinte de dispositifs, nous indiquerons également une notation en code, permettant à l'utilisateur futur de savoir quels sont les dispositifs nouveaux qu'il pourra utiliser.

On a vu que, dans le code, nous envisagions une plage de dispersion du V_p dans un rapport de l'ordre de 1 à 2, et du i_{DSS} dans un rapport de 1 à 3 environ, ceci en raison de la tolérance assez large que donnent les constructeurs dans leurs notices. En fait, il arrive souvent, dans des montages, que l'on puisse se contenter de tolérances encore moins serrées. C'est pourquoi nous adopterons, dans certains cas, une notation nouvelle toujours construite à partir du code précédent.

Si un montage exige, un T.E.C. à canal N, dont la tension V_p soit inférieure à 4 V, mais sans qu'il soit nécessaire qu'elle soit supérieure à 1 V (même à 0,5 V) nous placerons après le chiffre 4 relatif à la tension V_p le signe —. Il signifiera que l'on peut utiliser comme dispositif, un T 43 par exemple (si l'on désire un i_{DSS} compris entre 1 et 3 mA), ou un T 33, ou un T 23... Le symbole sera donc T 4 — 3, T 3 — 3, ou T 2 — 3,...

Le signe +, placé après un des chiffres, indique que l'on désire un dispositif correspondant au code indiqué, mais dans lequel le chiffre qui est précédé du signe + peut être plus grand. C'est ainsi que la notation F 43 + H signifie que l'on doit utiliser un T.E.C. à canal P, dont le V_p soit compris entre 2 et 4 V et dont le courant i_{DSS} soit supérieur à 1 mA, sans qu'il soit nécessaire que ce courant soit inférieur à 3 mA. Le i_{DSS} peut donc être de 5, 10 ou même 20 mA, dans la mesure où le dernier chiffre est compatible avec un V_p aussi réduit. La lettre H, située au bout de la notation, indique que le T.E.C. doit avoir une forte tension maximale drain-grille.

Puisque, dans le paragraphe qui suit, nous indiquons un tableau de quelques T.E.C. et MOST existants, avec leur classement dans notre nomenclature codée, il sera facile pour l'utilisateur, chaque fois qu'il prendra connaissance de l'apparition d'un nouveau dispositif, de le ranger dans ce tableau en indiquant le code correspondant. Ainsi, il sera possible de continuer les réalisations avec des dispositifs qui n'existent pas encore au moment où le présent livre est imprimé. On pourra, en particulier, remplacer facilement par des dispositifs nouveaux, les types plus anciens qui auraient éventuellement disparu du marché, en principe pour cause de modernisation générale des dispositifs.

5-3. — *TABLEAU DE QUELQUES T.E.C. ET MOST*

Pour tous les tableaux, nous avons adopté les abréviations suivantes :

Constructeurs :

Sx = SILICONIX
UC = UNION CARBIDE
Am = AMELCO - AIRTRONIC
SC = SESCOSEM
MO = MOTOROLA
SF = S.G.S. - FAIRCHILD

Valeurs :

m = valeur minimale
T = valeur typique
M = valeur maximale

Pour les tableaux 1, 2 et 3, nous n'avons indiqué dans les « remarques » que les renseignements qui ne sont pas fournis par la désignation codée du dispositif (cette dernière indique s'il s'agit d'un modèle simple, d'un double — le nom codé est alors précédé de 2 × —, la polarité du canal, la faible valeur des capacités parasites, etc.).

Pour les tableaux 1, 2 et 3, la valeur de V_p est indiquée en volts comme celle de BV_{DG} (tension maximale grille-drain). La valeur de Id_{SS} est donnée en milliampères ; celle de I_{gss} est donnée en nano-ampères et celle de s_0 (pente pour une polarisation nulle de grille) en milliampères par volts.

Le fait d'avoir indiqué, pour un dispositif donné, un constructeur, ne signifie évidemment pas qu'il n'y a pas d'autres constructeurs qui réalisent le même dispositif.

Dans le tableau 4 (MOST simples), nous avons répété, après la désignation codée, la nature du canal (N ou P) et le « type » (colonne dans laquelle la lettre E signifie qu'il s'agit d'un MOST à enrichissement, dont le courant drain est nul pour $V_{GS} = 0$, la lettre D signifiant qu'il s'agit d'un MOST à déplétion, plus exactement d'un type mixte déplétion-enrichissement).

Dans la colonne V_p ou V_{seuil}, nous avons indiqué la valeur de tension grille-source (en volts) pour laquelle :

— le courant drain commence à passer dans un MOST à enrichissement ;

— le courant drain est bloqué pour un MOST à déplétion.

La pente s est mesurée pour un régime donné de fonctionnement qui est indiqué ensuite (valeur de I_d en milliampères et/ou valeur correspondante de V_{DS} en volts).

La colonne I_d max. indique, en milliampères, le courant drain maximal que le MOST peut supporter (à condition que l'on ne dépasse pas non plus la dissipation maximale).

La colonne BV_{GC} indique, en volts, la tension maximale grille-canal (en sous-entendant qu'il s'agit de prendre, dans le canal, le point dont la différence de potentiel avec la grille est maximale).

La colonne « Prot. Zener » indique si la grille du MOST est protégée contre le claquage par charges électrostatiques par une diode Zener incorporée dans le dispositif lui-même.

La colonne I_{GSS} indique le courant de fuite en *pico-ampères.*

Les renseignements fournis dans ces tableaux n'engagent pas la responsabilité de l'auteur, ni celle de l'éditeur, ni celle des constructeurs.

TABLEAU 1

Transistors à effet de champ simples à jonction canal N.

Nom	Constructeurs	Désignation codée	$-V_p$	Id_{SS}	s_o	BV_{DG}	Ig_{ss} (M)	Remarques	Nom
2 N 3068	Sx	T 31 H	2,2 (M)	0,05 à 0,25	0,2 à 1	50	1		2 N 3068
2 N 3070	Sx, Am, UC	T 43 H	4,5 (M)	0,5 à 2,5	0,8 à 2,5	50	1		2 N 3070
2 N 3071	Sx, Am, UC	T 32 H	2,2 (M)	0,1 à 0,6	0,5 à 2,5	50	1		2 N 3071
2 N 3457	Am	T 31 HE	2,5 (M)	0,05 à 0,25	0,15 à 0,6	50	0,04		2 N 3457
2 N 3684	UC	T 44 HEF	2 à 5	2,5 à 7,5	2 à 3	50	0,1		2 N 3684
2 N 3819	Texas Inst.	T 55	8 (M)	20 (M)	2 à 6,5	25	2		2 N 3819
SES 3819	SC	T 55	0,5 à 7,5	2 à 20	2 à 6,5	25	2	Boîtier plastique	SES 3819
2 N 3821	MO, UC, Sx	T 44 C	4 (M)	10 (M)	1,5 à 4,5	30			2 N 3821
2 N 3822	MO, UC, Sx	T 54 C	6 (M)	10 (M)	3 à 6,5	50			2 N 3822
2 N 3823	MO, UC, SC, Sx	T 55 C	8 (M)	20 (M)	3,5 à 6,5	30	0,5		2 N 3823
2 N 3824	MO			10 (M)	4 (T)	30	0,1	R_{DSon} 250 Ω (M)	2 N 3824
2 N 3966	UC, SC	T 53 E	6 (M)	2 (m)	3,5 à 6,5	30	0,1		2 N 3966
2 N 3969	AM	T 23 E	1,7 (M)	0,4 à 2	1 à 1,5	25	0,1		2 N 3969
2 N 4117A	Sx	T 30 E	1,8 (M)	0,03 à 0,1	0,07 à 0,2	40	0,001		2 N 4117A
2 N 4220	MO, SC, Sx	T 43 EC	4 (M)	0,5 à 3	1 à 4	30	0,1		2 N 4220
2 N 4220A	MO, SC, Sx	T 43 CF	4 (M)	0,5 à 3	1 à 4	30	0,1		2 N 4220A
2 N 4222	MO, SC, Sx	T 53 E	8 (M)	5 à 15	2,5 à 6	30	0,1		2 N 4222
2 N 4222A	MO, SC, Sx	T 53 F	8 (M)	5 à 15	2,5 à 6	30	0,1		2 N 4222A
2 N 4224	MO, Sx	T 54 C	8 (M)	2 à 20	2 à 7,5	30	0,25		2 N 4224
2 N 4303	Am	T 44	4 (M)	4 à 10	2 (m)	30	1	Boîtier plastique	2 N 4303
2 N 4340	Sx	T 33 FE	3 (M)	1,2 à 3,6	1,3 à 3	50	0,1		2 N 4340
2 N 4416	MO, UC, SC, Sx	T 44 EFC	6 (M)	5 à 15	4,5 à 7,5	30	0,1	T.E.C. « universel »	2 N 4416
2 N 4417	Uc, Sx	T 44 EFC	6 (M)	5 à 15	4,5 à 7,5	30	0,1	2 N 4416 boîtier miniature	2 N 4417
2 N 4868	Sx	T 33	3 (M)	1 à 3	1 à 3	40	0,25		2 N 4868
2 N 5197	Sx	T 43 CEF	4 (M)	0,7 à 7	1 (m)	50	0,025		2 N 5197

TABLEAU 1 (suite et fin)

Nom	Constructeurs	Désignation codée	$-V_p$	Id_{ss}	s_o	BV_{DG}	Ig_{ss} (M)	Remarques	Nom
3 N 126	MO	T 55 B	6,5 (M)	20 (M)	1,2 à 3,6			s_o pour G_1-G_2 reliées	3 N 126
CD 603	Cristalonix	T 67	15 (M)	300 (M)	20 à 60	30	50	Dissipation drain 9 W max	CD 603
E 100	Sx	T 53	10 (M)	0,2 à 20	0,5	30	0,5	Boîtier plastique	E 100
E 102	Sx	T 43	4 (M)	0,9 à 4,5	1 (m)	30	0,5	Boîtier plastique	E 102
MFE 2094	MO	T 43	3 (M)	3 (T)	0,3 à 0,7	30			MFE 2094
MFE 2098	MO	T 64	10 (M)	10 (T)	14 à 25	30			MFE 2098
MPF 102	MO			10 (M)	1,6 (m)	30		Type V.H.F. boîtier plastique	MPF 102
MPF 104	MO	T 54	7 (M)	10 (M)	1,5 à 5,5	30		Boîtier plastique	MPF 104
1 G 2	SESCO	T 55 H	6,5 (M)	7 à 16	4 à 5	50	0,5	Anciennes dénominations répertoriées pour mémoire	1 G 2
2 G 2	»	T 44 H	4 (M)	3 à 8	2 à 3	50	0,5		2 G 2
3 G 2	»	T 43 H	3 (M)	0,6 à 4	1 à 2	50	0,5		3 G 2
4 G 2	»	T 55	6,5 (M)	7 à 16	4 à 5	30	2		4 G 2
5 G 2	»	T 44	4 (M)	3 à 8	2 à 3	30	2		5 G 2
6 G 2	»	T 43	3 (M)	0,6 à 4	1 à 2	30	2		6 G 2
U 182	Sx	T 66	10 (M)	40 à 120	25 (T)	40	0,25	R_{DSon} 40 Ω (M)	U 182
U 200	Sx	T 34	3 (M)	3 à 25	6 (T)	30	1		U 200
U 202	Sx	T 67	10 (M)	30 à 150	20 (T)	30	1		U 202
U 1277	Am	T 54 HC	3,5 à 8	1,5 à 8	0,45 (m)	50	0,1		U 1277
U 1279	Am	T 22 EH	0,5 à 2,5	0,2 à 1,5	0,25 (m)	50	0,1		U 1279
U 1286	Am	T 52	8 (M)	0,2 (m)	1 à 10	30	10	Type « industriel »	U 1286
U 3000	Am	T 63	15 (M)	1,5 à 7,5	0,3 (m)	30	100	Type à fort V_p	U 3000
UC 100	UC	T 44 E	5 (M)	2,5 à 7,5	2 (m)	30	0,1		UC 100
UC 125	UC	T 22 E	1,7 (M)	0,4 à 1,2	1 (m)	30	0,1		UC 125
UC 210	UC	T 44 EF	4 (M)	4 à 12	4,5 (m)	50	0,1		UC 210
UC 588	UC	T 54 C	6 (M)	5 à 15	4 (m)	30	1	Fact. bruit = 4 dB à 400 MHz	UC 588

TABLEAU 2

Transistors à effet de champ simples à jonction canal P.

Nom	Constructeurs	Désignation codée	V_p	$-I_{dss}$	s_o	$-BV_{DG}$	Ig_{ss}	Remarques	Nom
2 N 2606	Am, Sx	F 42	1 à 4	0,1 à 0,5	0,11 (m)	30	1		2 N 2606
2 N 2607	Am, Sx	F 43	1 à 4	0,3 à 1,5	0,33 (m)	30	3		2 N 2607
2 N 2608	Am, Sx	F 43	1 à 4	0,9 à 4,5	1 (m)	30	10		2 N 2608
2 N 2609	Am, Sx	F 44	1 à 4	2 à 10	2,5 (m)	30	30		2 N 2609
2 N 2841	Sx	F 30	1,7 (M)	0,025 à 0,12	0,06 (m)	30	1		2 N 2841
2 N 2843	Sx, UC	F 32	1,7	0,2 à 1	0,54 (m)	30	10		2 N 2843
2 N 3112	Sx	F 40 E	4 (M)	0,04 à 0,18	0,05 (m)	20	0,05		2 N 3112
2 N 3278	SF	F 52 E	5 à 8	0,7 (T)	0,2 (T)	25	0,1 (T)		2 N 3278
2 N 5116	UC			5 à 25	6 (T)	30	0,5		2 N 5116
3 N 89	Sx	F 43 B	4 (M)	0,5 à 2,5	0,45 à 1,3	30	5		3 N 89
BFX 82	SF	F 44	1 à 5	3 à 12	2 à 6	25	1		BFX 82
BFX 83	SF	F 55	2,5 à 9	10 à 30	4 à 8	25	1		BFX 83
UC 401	UC	F 55 E	8 (M)	8 (m)	4 (T)	30	0,1		UC 401
UC 410	UC	F 54 E	4 (M)	2 à 6	2,2 (m)	30	0,1		UC 410

TABLEAU 3

Transistors à effet de champ à jonction doubles.

Nom	Constructeur	Désignation codée	V_p	Grandeurs pour 1 transistor			BV_{DG}	Précision d'apairage		Nom
				I_{dss}	s_o	Ig_{ss}		I_{dss} (%)	s_o %	
2 N 3922	Am, UC	2 × F 43 H	3 (M)	1 à 10	1,5 (m)	0,25	50		5	2 N 3922
2 N 3935	Am	2 × F 42 HE	3 (M)	0,25 à 1,3	0,3 (m)	0,1	50		5	2 N 3955
2 N 4083	Am	2 × F 42 HE	3 (M)	0,25 à 1,3	0,3 (m)	0,1	50		5	2 N 4083
2 N 4085	Am, UC	2 × F 43 H	2,7 (M)	1 à 10	1,5 (m)	0,25	50		5	2 N 4085
2 N 5452	UC	2 × F 33 HEF	4,5 (M)	0,5 à 5	1 (m)	0,1	50	5	3	2 N 5452
SU 2078	Am	2 × F 42 H	4 (M)	0,25 à 2	0,3 (m)	0,25	50		10	SU 2078
UC 2138	UC		5 (M)	0,5 à 4,5	1 (m)	0,1	50	20	20	UC 2138

TABLEAU 4

Transistors MOST simples.

Nom	Const.	Désign. codée	Canal	Type	V_p ou V seuil	Pente			I_d max	I_{dss}	BV_{GC}	Prot. Zener	I_{GSS}	Remarques	Nom
						s	(mesurée pour)								
							I_d	V_{GS}							
2 N 3631	Sx	MD 54	N	D	6 (M)	10	10			2 à 10	20	non	0,1 (M)		2 N 3631
2 N 3796	MO	MD 42	N	D	3 (T)	2,5 (T)	12	6	20	1 (T)	10	non	1 (M)		2 N 3796
2 N 3797	MO	MD 53	N	D	5 (T)	4 (T)	12	3	20	3 (T)	10	non	1 (M)		2 N 3797
2 N 4351	MO	M 4	N	E	1 à 5	1		10	20		35	non		Complémentaire du 2 N 4352	2 N 4351
2 N 4352	MO	P 4	P	E	1,5 à 6	1		10	20		35	non		Complémentaire du 2 N 4351	2 N 4352
3 N 99	RCA, Sx	MD 54 B	N	D	6 (T)	2	8	0	15	8 (T)		non		Bigrille (G_2 étant le sustrat)	3 N 99
FI 100	SF	P 4	P	E	4 (T)	1,2 (T)	8	4	35		40	non	1 (M)		FI 100
M 100	Sx	MD 53	N	D	5 (M)	1 (m)		0		1,5 à 4,5	20	non	1 (M)		M 100
M 101	Sx	MD 64	N	D	8 (M)	1,5 (m)		0		4 à 12	20	non	1 (M)		M 101
M 103	Sx	P 4	P	E	3 à 6	5 (T)		15	50		30	oui	10 (T)		M 103
M 104	Sx	P 4	P	E	3 à 6	0,8 (T)		20	50		30	oui	100 (M)		M 104
M 511	Sx	P 4	P	E	3 à 6	1 (m)		10	50		30	oui	10 (T) 1 000 (M)		M 511
SFF 103	SC	P 4	P	E	5 (M)	1 (m)			50		25	non	10 (T)		SFF 103
SFF 121	SC	P 4	P	E	5 (M)	1 (m)			20		25	non	10 (T)		SFF 121
SFF 151	SC	P 4	P	E	5 (M)	2 (m)			20		25	non	500 (T)	Type VHF	SFF 151
UC 1700	UC	P 4	P	E	2,5 à 5	2 à 4					150	non	10 (M)		UC 1700
UCX 1702	UC	P 4	P	E	2 à 5	1 (m)					150	non	10 (M)		UCX 1702

TABLEAU 5

Transistors M.O.S. multiples tous du type canal P enrichissement.

1° — FI 0049 (S.G.S. — Fairchild) double pour chaque M.O.S. : tension de seuil : 3 à 6 V, pente typique 3 mA/V pour $V_{GS} = -14$ V ($I_D = 20$ mA), courant drain maximal 200 mA, tension maximale grille-canal 25 V, dissipation maximale pour les deux éléments : 0,6 W dans l'air à 25° C, 1,8 W pour 25° C de boîtier, isolement de grille : 10^{13} Ω minimum, capacité d'entrée 5 pF, capacité grille-drain 1,2 pF.

2° — G 118 F (Siliconix) : sextuple M.O.S. en réalisation intégrée, protection par Zener sur chaque grille, tension maximale grille canal 30 V, tension de seuil 6 V max, pente 4 mA/V avec un courant Id suffisant.

3° — M 106 (Siliconix) : double M.O.S., protection par Zener sur chaque grille, dissipation totale 500 mW à l'ambiance de 25° C, tension de seuil de 3 à 6 V, caractéristique de chaque M.O.S. comme celle du M 103.

4° — UCX 2701 (Union Carbide), double M.O.S., 40 V max. sur les grilles, différence des tensions de seuil inférieure à 50 mV, dérive différentielle en tension ramenée à l'entrée : moins de 100 μV/°C, fuite grille inférieure à 10 pA.

TABLEAU 6

Paires complémentaires de T.E.C. jonction.

Il s'agit de deux ensembles comportant chacun un T.E.C. à canal N et un T.E.C. à canal P, leurs I_{dss} étant appariés à 5 % près et leurs Vp à 30 % près.

1° — 2 N 4339 (Siliconix), $V_p = 1{,}8$ V max., I_{dss} de 0,5 à 1,5 mA, s_o de 0,8 à 2,4 mA/V, $BV_{DG} = 40$ V, I_{GSS} 0,1 nA typique.

2° — 2 N 4340 (Siliconix), $V_p = 3$ V max., I_{dss} de 1,2 à 3,6 mA, s_o de 1,3 à 3 mA/V, $BV_{DG} = 40$ V, $I_{GSS} = 0{,}1$ nA typique.

CHAPITRE 2

LES MONTAGES FONDAMENTAUX

Dans un T.E.C. ou dans un MOST, il y a, au moins, trois électrodes (source, drain et grille). Dans tout montage du type quadripôle, il y aura une électrode qui se trouvera donc commune aux bornes d'entrée et aux bornes de sortie. Suivant l'électrode choisie, les performances d'un tel étage pourront varier considérablement. Il n'y a là rien de très nouveau puisque ces problèmes ont été rencontrés avec les tubes à vide et avec les transistors pour lesquels on connaît trois types de montages : émetteur commun, collecteur commun et base commune.

Nous trouverons de même dans les T.E.C. et MOST ces trois montages fondamentaux : *source commune* (ou source à la masse) qui est sans doute le montage le plus couramment utilisé ; *drain commun* (ou source asservie), que l'on pourrait appeler « sourçodyne », très utilisé également ; *grille commune* (grille à la masse), très analogue à celui que l'on trouve dans les étages d'entrée des téléviseurs, équipés de montages cascode.

Nous ne nous étendrons pas trop sur la description de chacun de ces montages et de leurs propriétés ; nous indiquerons simplement chaque caractéristique fondamentale du montage et certaines dispositions pratiques permettant de l'utiliser.

1. — Le montage source commune.

Dans les étages amplificateurs, c'est évidemment le montage dans lequel le potentiel de la source est constant, où l'on applique le signal d'entrée à la grille, et où l'on recueille le signal de sortie

sur le drain, que l'on utilise le plus. Nous examinerons ses différentes propriétés et sa réalisation pratique.

1-1. — *IMPEDANCES D'ENTREE, DE SORTIE—GAIN*

Impédance d'entrée

Le montage typique en source commune est celui de la figure 2-1. Si nous examinons son entrée, nous verrons que l'impédance d'entrée est composée essentiellement de termes capacitifs. En effet, étant donné le fonctionnement du T.E.C. avec sa jonction de grille bloquée, on peut considérer que la composante résistive d'entrée est infinie quand la fréquence est inférieure à 10 MHz. Bien entendu, on en introduit une par la résistance de polarisation R_1, mais cette dernière peut avoir une valeur considérable (10 MΩ n'aurait rien d'anormal), ce qui permet de transmettre correctement des fréquences très basses, sans nécessiter une valeur élevée de la capacité de C_1.

En ce qui concerne l'impédance d'entrée, nous admettrons donc qu'elle est purement capacitive quand la fréquence n'est pas trop grande. Comme le montre la figure 2-1, il y a essentiellement deux capacités parasites dans un T.E.C. ou MOST : la capacité grille-source, (C_{GS}) et la capacité grille-drain (C_{GD}). La première se trouve directement en parallèle sur l'entrée, elle intervient telle quelle dans la capacité d'entrée. En ce qui concerne la seconde elle est beaucoup plus gênante. En effet, si nous augmentons le potentiel grille du T.E.C. de $+u$, le potentiel drain de ce T.E.C. diminuera de $A\,u$, A étant l'amplification en tension de l'étage. La différence de potentiel aux bornes de ce condensateur C_{GD} variera donc de $(A + 1)\,u$. La charge qu'il faudra fournir à ce condensateur pour permettre une telle variation sera donc égale à :

$$C_{GD}\ (A + 1)\ u\ .$$

C'est la charge qu'il faudrait fournir à un condensateur de capacité $(A + 1)\ C_{GD}$ pour le charger à la tension u. Nous trouvons là l'effet Miller, bien connu de ceux qui ont utilisé des tubes électroniques.

Il en résulte que la capacité totale d'entrée de l'étage est donc égale à :

$$C_{GS} + (A + 1)\ C_{GD}\ .$$

C'est cette capacité qui déterminera la valeur de l'impédance d'entrée.

Si nous nous intéressons à la composante résistive de l'impédance, nous trouverons, bien entendu, la résistance de polarisation R_1, s'il

y en a une, et une résistance d'amortissement aux fréquences élevées. Il est possible de se passer de R_1, comme nous le verrons plus loin. La partie résistive de l'impédance d'entrée est alors extrêmement élevée aux fréquences basses. Si nous désirons la connaître avec précision, il faut maintenant étudier le courant grille du T.E.C., et surtout sa variation en fonction de la tension grille-source. Si cette variation était nulle, le T.E.C. se comporterait comme une source de courant sur sa grille, avec une résistance interne infinie.

Ce qui vient encore compliquer le problème, c'est la variation du potentiel du drain, dans un étage du type de celui de la figure 2-1,

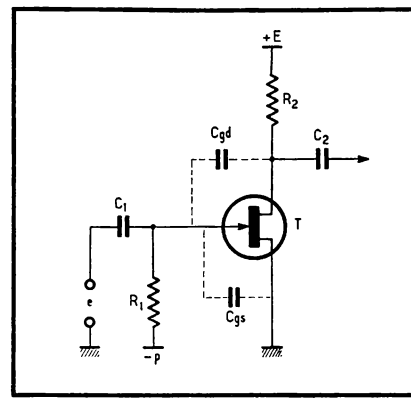


Fig. 2-1. — Montage typique d'un étage amplificateur du genre « source commune », mettant en évidence les capacités parasites qui vont en limiter les performances en fréquence.

en fonction du potentiel de la grille. L'étude détaillée de l'influence de cette variation sur le courant grille, donc sur la partie résistive de l'impédance d'entrée, nous entraînerait trop loin. D'ailleurs, il convient de remarquer qu'on ne cherche pas à obtenir en même temps un gain en tension de l'étage quand on désire augmenter le plus possible l'impédance d'entrée. On adopte alors un montage du type drain commun, que nous verrons plus loin, et, ainsi, il n'y a plus lieu de se préoccuper de la variation du courant grille en fonction de la tension drain.

De toutes façons, la partie résistive de l'impédance d'entrée d'un montage source commune est largement supérieure à une dizaine de mégohms avec la quasi-totalité des T.E.C. existants. Pour des fréquences de quelques centaines de mégahertz, une résistance dite « d'amortissement » apparaît en shunt sur les jonctions grille-source et grille-drain.

Impédance de sortie

En ce qui concerne l'impédance de sortie de l'étage de la figure 2-1, elle consiste en deux éléments mis en parallèle. Il y a, d'une part, la résistance de charge drain R_2, et, d'autre part, la résistance

interne de drain du T.E.C. lui-même, résistance dont l'influence apparaît sur le réseau de caractéristiques du T.E.C. (fig. 1-8), et qui provoque une inclinaison de la partie quasi horizontale de ces caractéristiques.

En réalité, l'influence de cette résistance interne est, en général, très faible. En effet, dans la plupart des T.E.C. et des MOST, cette résistance a une valeur considérable par rapport à la charge de drain du dispositif. C'est uniquement dans le cas des amplificateurs accordés, où l'impédance de charge de drain peut être élevée pour la fréquence de fonctionnement, qu'il y a lieu de tenir compte de cette résistance interne de drain. Elle est fréquemment de l'ordre d'une centaine de kilohms, mais peut descendre bien au-dessous pour les V.H.F.

La partie capacitive de l'impédance de sortie est égale à la valeur de la capacité parasite de drain par rapport aux autres électrodes, en particulier par rapport au boîtier.

Gain

En ce qui concerne le gain en tension, puisque la tension de drain n'a pratiquement pas d'influence sur le courant drain, et que l'on peut considérer le T.E.C. comme une source de courant, on trouvera ce gain en multipliant l'impédance de charge drain par la pente du T.E.C. Ce type de calcul est exactement celui que l'on emploie pour les pentodes.

En général, le gain en tension d'un étage tel que celui de la figure 2-1 est relativement limité. En effet, pour que le T.E.C. ait une pente importante, il faut aussi que son courant drain soit relativement important. Comme il serait contre-indiqué de l'alimenter à partir d'une tension $+E$ trop élevée, on se trouve donc dans l'obligation de limiter la valeur de la résistance de charge de drain, et, par là, le gain de l'ensemble.

On pourrait évidemment utiliser une tension d'alimentation nettement plus importante, à condition de prévoir un système de protection, interdisant au potentiel de drain de monter trop haut quand on polarisera négativement la grille du T.E.C. Ce dispositif pourrait être, par exemple, une diode, dont l'anode serait reliée au drain, et dont la cathode serait portée à un potentiel adéquat, suffisamment faible pour être notablement inférieur au BV_{DG} du T.E.C. Cette diode se trouverait normalement bloquée, et n'entrerait en fonction que lors d'une polarisation excessive de la grille, protégeant le T.E.C. contre les surtensions de drain.

Il convient de remarquer que la limitation des tensions appliquées au T.E.C. vient de l'habitude que l'on a prise de faire fonctionner les dispositifs semi-conducteurs à tension faible. On peut

éventuellement revenir là-dessus, et modifier en conséquence les sources d'alimentation, mais nous verrons plus loin les moyens permettant d'obtenir un gain plus élevé.

1-2. — *LIMITES EN FREQUENCE. PRODUIT GAIN PAR BANDE*

Si nous réalisons l'étage de la figure 2-1, la limitation de sa réponse en fréquence viendra, dans la quasi-totalité des cas, des capacités parasites. Celles-ci, venant en parallèle avec la résistance de charge drain R_2, diminuent la valeur apparente de cette dernière aux fréquences élevées, réduisant ainsi le gain de l'étage.

Désignons par C la capacité parasite totale que l'on trouvera entre le drain du T.E.C. de la figure 2-1 et la masse (cette capacité comprend celle du montage attaqué par la sortie de cet étage). On voit que l'impédance de charge du T.E.C. sera réduite, en module, dans le rapport $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ pour la fréquence : $f_0 = \dfrac{1}{2\pi RC}$ où R désigne la résistance de sortie de l'étage (R_2 en parallèle avec la résistance interne de drain du T.E.C.).

Pour cette fréquence, le gain sera réduit de 3 dB. Nous trouverons donc une fréquence limite f_0 d'autant plus petite que l'on a pris une valeur plus élevée pour la résistance de charge drain du T.E.C.

Si nous supposons que l'étage de la figure 2-1 en attaque un second, identique au précédent, nous pourrons avoir, comme capacité C, la capacité drain-masse du T.E.C., augmentée de la capacité totale d'entrée du T.E.C. suivant. Si l'on désigne par s la pente du T.E.C., le gain sera, pour le premier étage :

$$G = sR .$$

La capacité parasite totale étant alors C, nous voyons que, en multipliant le gain par la fréquence à 3 dB, on obtient le produit

$$G f_0 = \frac{s}{2\pi C}$$

Ce calcul montre que le produit du gain par la fréquence à 3 dB est indépendant du montage, ce produit étant seulement fonction de la pente du T.E.C. et de sa capacité parasite totale. Il s'agit donc d'un nombre caractérisant les possibilités du T.E.C. aux fréquences élevées, que nous désignerons sous le nom « produit gain $\times$ bande ». Précisons bien qu'il ne s'agit pas là d'une limitation intrinsèque en fréquence, le T.E.C. pouvant donner un gain notable pour une fréquence définie très supérieure à la valeur $G f_0$, si l'on prend soin d'accorder l'étage sur la fréquence en question.

Nous verrons plus loin, pages 215 à 224, comment on procède pour élargir la bande passante d'un amplificateur vidéofréquence réalisé suivant le schéma de la figure 2-1.

1-3. — *REALISATION PRATIQUE, POLARISATION*

Le schéma de la figure 2-1 est parfaitement utilisable tel quel pour un étage amplificateur à source commune. La seule sujétion gênante de ce montage est la nécessité d'utiliser une source de polarisation négative — *p.*

Polarisation par la source

On peut éviter cette difficulté par le montage de la figure 2-2 utilisant une polarisation du T.E.C. par la source, au moyen de la chute de tension dans la résistance R_1.

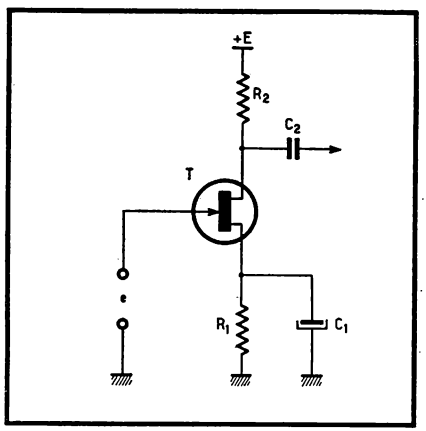


Fig. 2-2. — Etage amplificateur à source commune avec polarisation automatique par la source.

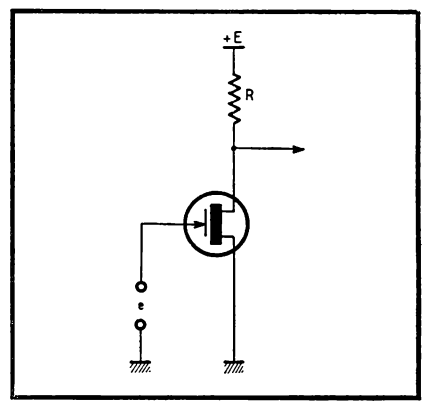


Fig. 2-3. — Dans le cas d'un MOST du type mixte (à enrichissement-déplétion), il n'est plus nécessaire de prévoir une polarisation de la grille.

On reconnaît là un montage tout à fait classique dans les tubes électroniques, que certains lecteurs ne connaissent peut-être pas, ayant été habitués, dès le départ, à la manipulation des transistors. Le condensateur C_1 est destiné à découpler la source du T.E.C., et à permettre le passage de la composante alternative du courant source (rigoureusement égal au courant drain).

Sa valeur doit être suffisamment élevée pour que son impédance, à la fréquence la plus faible à amplifier, soit faible par rapport à

l'inverse de la pente s du T.E.C. Si, par exemple, ce dernier fonctionne avec une pente de 4 mA/V, dont l'inverse correspond à une résistance de 250 Ω, il faudra, pour amplifier correctement une fréquence de 50 Hz, un condensateur C_1 d'une capacité de 100 μF ou plus, puisqu'un tel condensateur, à 50 Hz, présente une impédance inférieure à 30 Ω.

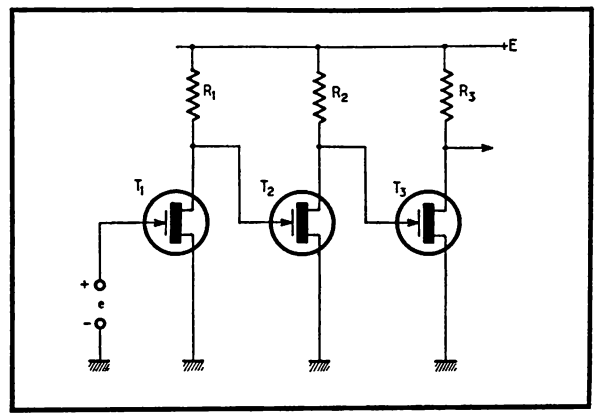


Fig. 2-4. — Dans le cas où l'on monte en cascade des MOST, à enrichissement, la composante continue du potentiel drain du premier peut servir à la polarisation (positive) de grille du second et ainsi de suite. Seul, le premier doit être polarisé par une composante continue positive de la tension d'entrée.

Il se peut que l'on ait à amplifier des fréquences très basses. Dans ce cas, le condensateur C_1 est inefficace, et il faut recourir à un autre moyen de polarisation. Contrairement au cas des transistors, on peut très bien envisager de polariser le T.E.C. par une diode Zener, mise à la place de l'ensemble R_1-C_1. Il faut noter que l'on renonce ainsi à une sorte de stabilisation automatique du fonctionnement, stabilisation qu'apportait la polarisation par la source. Néanmoins, les caractéristiques d'un T.E.C. étant très stables dans le temps, on peut très bien admettre de polariser ce dernier à une tension choisie à l'avance ; c'est d'ailleurs ce que l'on faisait dans le montage de la figure 2-1. La seule difficulté consiste à trouver une diode Zener de tension faible (les tensions de polarisation des T.E.C. usuels sont relativement peu élevées) et d'une stabilité adéquate, ayant en outre une résistance dynamique faible.

Le problème de la polarisation du T.E.C. est particulièrement simplifié dans le cas du MOST fonctionnant en enrichissement-déplétion, puisque ce dernier permet parfaitement l'utilisation d'une polarisation nulle : le schéma devient alors celui de la figure 2-3.

Dans le cas d'un MOST à enrichissement, la polarisation est, cette fois, dans le même sens que la tension d'alimentation drain. On peut, en particulier, envisager un fonctionnement dans lequel la grille et le drain sont au même potentiel. On réalise alors une chaîne d'amplificateurs particulièrement simple, comme l'indique la figure 2-4.

Dans ce montage, le MOST T_1 est du type « enrichissement-déplétion », T_2 et T_3 étant du type « enrichissement ». Bien entendu, dans une telle réalisation, il faut faire très attention aux dérives.

Rien n'empêche d'ailleurs, dans le cas d'un T.E.C. à jonction, de le faire fonctionner à polarisation nulle : nous avons vu que l'on pouvait très bien faire varier légèrement le potentiel de la grille de part et d'autre de celui de la source sans provoquer la conduction de la jonction grille-source. Ceci n'est évidemment valable que pour des tensions d'entrée très faibles, et peut présenter l'inconvénient de faire fonctionner le premier étage avec un courant drain trop important si le i_{DSS} du transistor utilisé est trop élevé.

Etage symétrique

Une très bonne solution, comme pour les transistors à injection ou les tubes électroniques, consiste à utiliser un étage symétrique tel que celui représenté figure 2-5. Il s'agit du montage bien connu sous le nom de L.T.P. (Long tailed pair), qui a le grand avantage de transmettre la composante continue, de fournir deux tensions de sortie dont l'une est en phase et l'autre en opposition de phase avec la tension d'entrée *e*. En outre, ce montage assure une bonne compensation des dérives thermiques que l'on pourra, par ailleurs, minimiser, en choisissant le point de fonctionnement adéquat à coefficient de température nul pour les T.E.C.

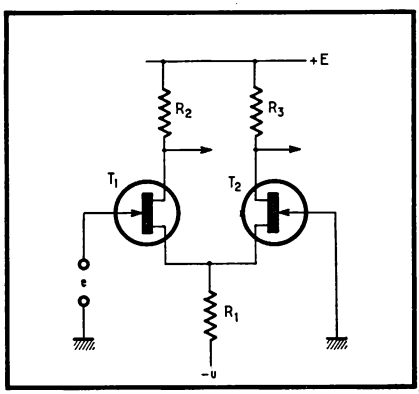


Fig. 2-5. — La meilleure solution pour l'amplification des tensions continues est l'emploi de l'étage symétrique, dit « L.T.P. » (Long Tailed Pair). Si **u** est grand en valeur absolue et R_1 grand, la somme des courants source (donc drain) des deux T.E.C. est constante. Exemple de réalisation : + E = 12 V, — **u** = — 24 V, R_1 = 12 kΩ, R_2 = R_3 = 4,7 kΩ, T_1 et T_2 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4 — 3 +.

En général, ce montage est peu connu et surtout injustement décrié. On lui reproche, en premier lieu, de ne donner qu'un gain moitié moindre de ce qu'aurait donné un seul T.E.C. monté avec la même résistance de charge drain. Il s'agit là d'un fait exact, mais, mis à part cette seule restriction, ce montage a tellement d'avantages que l'on peut lui pardonner la perte de quelques décibels.

Pour examiner son fonctionnement de plus près, supposons que la résistance R_1 soit infinie, de même que la tension *u*. Nous avons

donc un courant source total pour T_1 et T_2 constant. Supposons que nous rendions la grille de T_1 positive de $+v$ par rapport à celle de T_2 (à la masse), le courant drain de T_1 va augmenter, celui de T_2 va diminuer. Les variations de ces deux courants doivent être égales et de sens contraires. Si nous supposons T_1 et T_2 identiques, comme les variations de courant drain sont égales au produit des variations de tension grille-source par la pente commune des T.E.C., on en déduit que les variations de tension grille-source sont égales et opposées dans T_1 et T_2.

On peut donc conclure que, quand le potentiel grille de T_1 augmente de $+v$, celui des deux sources doit augmenter de $+v/2$. Ainsi, la tension grille-source de T_1 a augmenté de $+v/2$, la tension grille-source de T_2 ayant diminué de la même valeur, ce qui assure des variations opposées des deux courants sources.

On voit donc que, en appliquant $+v$ à la grille de T_1, la variation de tension grille-source de T_1 n'est que $v/2$. Tout se passe donc comme si l'on n'avait appliqué — T_1 étant monté en source commune à potentiel de source parfaitement constant — que la moitié de la tension v : le gain en tension de T_1 est effectivement moitié moindre de ce que l'on aurait eu avec le même transistor et la même résistance de drain, si le potentiel de la source avait été fixe.

On considère en général que le montage de la figure 2-5 est essentiellement destiné à fonctionner en étage différentiel. En effet, si, au lieu de relier la grille de T_2 à la masse, on applique à celle-ci une tension e', les courants drain des deux transistors varieront en fonction de $e - e'$.

On pourra même obtenir une élimination presque parfaite du « mode commun », en faisant en sorte que les pentes de T_1 et de T_2 soient exactement les mêmes, et que la résistance R_1 puisse être considérée comme infinie par rapport aux valeurs $1/s$ relatives à T_1 et T_2.

Il sera facile de rendre les pentes de T_1 et de T_2 rigoureusement égales, puisque ces pentes sont fonction des polarisations de ces transistors : on choisira la composante continue de différence de potentiel entre les grilles de T_1 et T_2 pour que les pentes soient égales.

Indépendamment de son emploi en amplificateur différentiel, le montage de la figure 2-5 est particulièrement à recommander chaque fois que l'on veut réaliser une liaison continue, même si l'on ne désire pas attaquer, par la sortie de cet étage, un étage symétrique.

Si c'est un étage symétrique qui suit le montage de la figure 2-5, on a tout intérêt à attaquer les deux grilles de ces deux T.E.C. par les deux drains de T_1 et de T_2. On élimine alors l'inconvénient cité plus haut (perte de la moitié du gain), puisque l'on attaque simulta-

nément les deux grilles des deux T.E.C. de l'étage suivant par deux tensions en opposition.

Nous reviendrons ultérieurement sur le montage L.T.P. à T.E.C. ou à MOST.

1-4. — *DOMAINES D'UTILISATION*

Le montage source commune est essentiellement employé pour les amplificateurs dans lesquels on souhaite obtenir un gain en tension (préamplificateur de microphone à haute impédance, préamplificateur de capteurs divers, étages à faible bruit ou à faible intermodulation...).

On le rencontre aussi bien aussi en basse fréquence que dans les radiofréquences (avec une charge résonnante dans le drain). Il est à peu près l'équivalent du montage émetteur commun des transistors à injection, avec un gain en tension plus petit mais avec une impédance d'entrée considérablement plus grande.

2. — Le montage drain commun.

Le type de montage que nous allons étudier maintenant est essentiellement destiné à la réalisation d'étages abaisseurs d'impédance. Dans de tels étages, on ne recherche pas de gain en tension — ce dernier étant aussi proche de l'unité que possible — on cherche essentiellement une impédance d'entrée élevée et une impédance de sortie faible. La tension d'entrée est appliquée entre masse et grille, la tension de sortie étant prélevée entre source et masse.

Puisque ce montage est très voisin du type « Cathodyne » (nom inventé par M. E. AISBERG), nous pensons qu'il est juste de rendre cet hommage au père de Curiosus, et de nommer, par analogie, le montage drain commun : « Sourçodyne ». On l'appelle également « source asservie » ou, en utilisant à fond les possibilités du français « source follower ».

2-1. — *IMPEDANCES D'ENTREES, DE SORTIE—GAIN*

Considérons le montage de la figure 2-6. Commençons par calculer son gain.

Gain en tension

Supposons que, en première approximation, la tension drain-source soit sans influence sur le courant drain, ce dernier étant uniquement fonction de la tension grille-source. Désignons par i le

courant drain (et source) du T.E.C. (Il s'agit bien du même courant, le courant grille étant nul.)

La tension de sortie S est :

$$S = R\ i.$$

Pour une variation relativement faible de la tension grille-source, nous admettrons que la variation de courant drain est linéaire en fonction de la tension grille-source, ce qui s'écrit :

$$i = i_0 + s\ (e - S)$$

où i_0 désigne un courant constant, dépendant du type de T.E.C. et des conditions d'emploi, s la pente du T.E.C., et $e - S$ la différence de potentiel grille-source.

En reportant, dans l'expression ci-dessus, la valeur $S = R\,i$ et en simplifiant, il vient :

$$S = \frac{Ri_0}{1 + Rs} + \frac{Rs}{1 + Rs}\ e.$$

On voit dans cette expression que le gain en tension du montage (rapport des variations de S aux variations de e) est égal à :

$$A = \frac{1 + Rs}{Rs}$$

On constate que ce gain est inférieur à l'unité et qu'il est d'autant plus proche de 1 que le produit Rs est plus élevé.

En général, comme l'augmentation de R conduit à une réduction de courant drain — donc à une réduction de pente — le montage de la figure 2-6, utilisé tel quel, dépasse rarement un gain de 0,7 ou 0,8.

On pourrait faire en sorte que le gain se rapproche beaucoup plus de l'unité, en augmentant la valeur de R et en ramenant l'extrémité inférieure de cette résistance en un point à potentiel négatif. Il reviendrait au même de polariser la grille du T.E.C. positivement par rapport à la masse, en augmentant en conséquence la tension d'alimentation $+E$, pour que la tension drain-source du T.E.C. reste suffisante. Dans ces conditions, on arriverait alors à un gain dépassant 0,9.

Impédance d'entrée

En ce qui concerne l'impédance d'entrée, nous considérerons d'abord sa partie capacitive. La capacité parasite C_{GD} intervient direc-

tement dans la capacité d'entrée, puisque le condensateur correspondant a l'une de ses armatures (le drain) à un potentiel fixe. En ce qui concerne la capacité parasite C_{GS}, son effet se trouve diminué du fait que le potentiel de la source suit partiellement celui de la grille. Si nous augmentons le potentiel de cette dernière de u, celui de la source augmente de Au. La différence de potentiel entre la grille et la source n'augmente donc que de $u\ (1 - A)$. La quantité d'électricité nécessaire pour charger ce condensateur est la même que celle que l'on fournirait, sous la différence de potentiel u, à un condensateur de capacité : $C_{GS}\ (1 - A)$. La capacité totale d'entrée est donc égale à :

$$C_{GD} + (1 - A)\ C_{GS}.$$

Nous avons donc ici, en quelque sorte, un effet « anti-Miller », qui réduit très fortement la capacité d'entrée. Celle-ci peut donc tomber à deux ou trois picofarads.

En ce qui concerne la partie résistive de l'impédance d'entrée, la détermination par le calcul est difficile à faire. En raison de la variation de la tension drain-source en fonction de la tension d'entrée e, il peut en résulter une variation Δi_G du courant grille en fonction de e. Δi_G a, dans certains cas, le même signe que e et, dans d'autres, le signe contraire. On peut donc trouver une partie résistive de l'impédance d'entrée positive ou négative. De toutes façons, cette partie est considérable. Elle devient pratiquement infinie dans le cas d'un MOST. C'est là une des raisons fondamentales de l'utilisation de ce montage.

Impédance de sortie

Examinons maintenant la valeur de l'impédance de sortie. Nous supposons que nous faisons débiter à la source du T.E.C. un courant i' vers l'extérieur. Ce courant sera fourni, en partie, par l'augmentation Δi du courant drain et, en partie, par la diminution $\frac{\Delta S}{R}$ du courant allant vers la masse à travers la résistance R, ΔS étant la diminution de la tension source.

D'autre part, la variation de courant drain est : $\Delta i = s\Delta S$. Il en résulte que :

$$i' = s\Delta S + \frac{\Delta S}{R} = \Delta S \left(s + \frac{1}{R} \right)$$

Si nous divisons ΔS (variation de la tension de sortie) par i' (variation du courant de sortie), nous obtenons la résistance interne de sortie du montage, résistance qui est égale à :

$$\frac{\Delta S}{i'} = \frac{1}{s + \frac{1}{R}}$$

Cette résistance est donc égale à celle que l'on obtient en considérant comme en parallèle la résistance R et la résistance $1/s$. Cette dernière est souvent beaucoup plus faible que R et c'est souvent de ce seul terme qu'il convient de tenir compte.

2-2. — *LIMITES D'UTILISATION*

Si l'on trace sur une courbe la variation de la tension S en fonction de *e*, on obtient une courbe dont nous avons déjà parlé (fig. 1-23), courbe se rapprochant beaucoup d'une droite. En effet, ce montage a un taux de contre-réaction élevé, qui tend à le rendre linéaire. La linéarité cesse quand le courant drain, trop faible, a réduit abusivement la pente du T.E.C. (tension d'entrée voisine de $-V_p$). La linéarité est également altérée lorsque la tension d'entrée, trop positive, a amené, par augmentation de la tension de source, une diminution abusive de la tension drain-source.

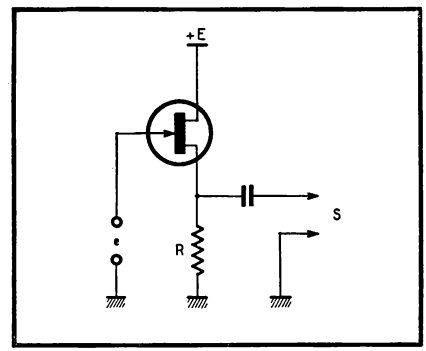


Fig. 2-6. — Etage typique « drain commun » ou « source asservie », ou « source follower » ou « sourçodyne ». Son gain est inférieur à l'unité. Exemple : E = + 12 V, R = 2,2 kΩ, T = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4 — 5 +.

Pour faire fonctionner ce montage dans un régime qui soit suffisamment éloigné de la tension de blocage, il y a deux solutions :

— Faire revenir le bas de la résistance R de la figure 2-6 à un point à potentiel négatif ;

— polariser positivement la grille du T.E.C. en ajoutant à la tension *e* une tension positive (comme toujours, les polarisations que nous indiquons sont données dans le cas de dispositifs à canal N).

2-3. — *DOMAINE D'UTILISATION*

On emploie le montage drain commun lorsque l'on désire réaliser un abaisseur d'impédance. Précisons un peu ce dernier point.

Lorsqu'un générateur a une résistance interne élevée, cela ne veut pas dire qu'il ne peut pas fournir de tensions élevées, mais tout simplement qu'il est incapable de débiter un courant notable sans que cette tension diminue dans d'importantes proportions.

C'est ainsi que, par exemple, un capteur piézo-électrique, sollicité par une vibration, peut fournir une tension de plusieurs volts efficaces. Cependant, si l'on branche ce capteur à l'entrée d'un amplificateur à transistors classique (de faible résistance d'entrée) nous n'aurons pratiquement plus rien comme tension d'entrée sur cet amplificateur pour les fréquences basses, car l'impédance du capteur, presque uniquement capacitive, augmente quand la fréquence diminue.

Le rôle d'un abaisseur d'impédance est de *recopier,* aussi fidèlement que possible, la tension qu'on lui applique à l'entrée. La différence entre la tension de sortie et celle d'entrée est que cette dernière n'a pas à fournir une intensité élevée pour commander l'étage, tandis que la tension de sortie peut fournir une intensité notable sans diminution importante de la tension disponible.

Si nous interposons, par exemple, un tel étage drain commun entre un capteur piézo-électrique et un amplificateur conventionnel, nous verrons que l'ensemble devient extrêmement sensible : le capteur fonctionne pratiquement « à vide », c'est-à-dire qu'il n'a pratiquement aucune intensité à fournir à l'entrée de l'étage. En revanche, sa tension, inaltérée par l'étage abaisseur d'impédance, se retrouve telle quelle (au gain près) à la sortie de cet étage, capable d'actionner l'entrée d'un amplificateur — même de faible résistance d'entrée — sans se trouver réduite pour cela.

Etant donné l'avantage essentiel des T.E.C. et MOST, qui est, comme nous l'avons précisé, de permettre une très grande impédance d'entrée, il est normal que le montage drain commun soit si courant avec ces dispositifs. Le T.E.C. ou le MOST est alors parfaitement adapté pour réaliser la transition entre un générateur de haute résistance et un « utilisateur » de la tension de ce générateur, cet « utilisateur » pouvant consommer un courant important sans perturber le générateur.

2-4. — *AMELIORATION PAR MONTAGE A DEUX TRANSISTORS*

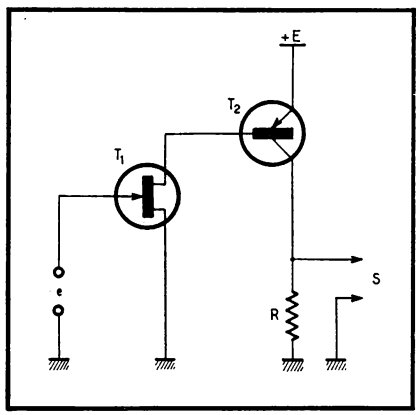
Quoique nous réservions, en principe, les associations de T.E.C. et de transistors à injection à un développement ultérieur, nous décrirons ici le montage « super-drain commun », réalisé par association d'un T.E.C. et d'un transistor à injection.

Principe

Le schéma en est indiqué, dans sa réalisation la plus simple, sur

la figure 2-7. Pour en justifier le fonctionnement, nous commencerons d'abord par étudier sommairement l'amplificateur schématisé sur la figure 2-8. Dans ce dernier montage, le courant drain du T.E.C. T_1 est le courant de base du transistor T_2. Nous trouvons donc, dans le collecteur de ce dernier transistor, un courant β_2 fois plus fort que le courant drain de T_1, β_2 étant le gain en courant de T_2.

Fig. 2-7. — Amélioration du montage de la figure 2-6, permettant de réaliser un gain beaucoup plus proche de l'unité : la tension vraie grille-source de T_1, **e'**, est la différence de la tension d'entrée **e** et de la tension de sortie S (contre-réaction totale). Exemple : + 1 = 12 ou 24 V, R = 3,3 kΩ (12 V) ou 6,8 kΩ (24 V), T_1 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 3— 1+, T_2 = 2 N 2905 ou D 29 A 5.



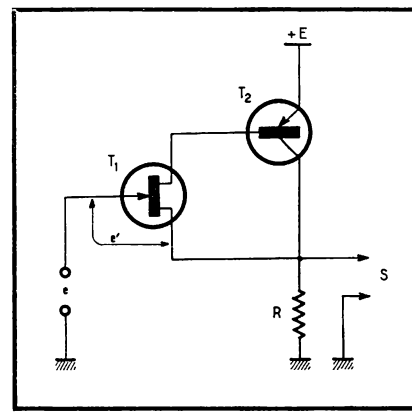


Fig. 2-8. — C'est cet amplificateur à deux étages qui est bouclé en contre-réaction totale dans le schéma de la figure 2-7. Pour qu'il ait un bon gain, il est indiqué de choisir, dans une famille de T.E.C. donnée, celui qui a le plus petit i_{DSS} et le plus petit V_p : il gardera la plus grande pente pour un courant drain faible.

Le courant collecteur de T_2 passe dans la résistance R, en déterminant aux bornes de celle-ci une chute de tension S, qui est la tension de sortie. Etant donné que, dans un transistor classique qui débite, le potentiel de la base est pratiquement égal à celui de l'émetteur, on voit que le potentiel drain du transistor T_1 est pratiquement égal à + E, assurant un fonctionnement correct de T_1, dès que + E dépasse tant soit peu le V_p de T_1.

Dans le montage de la figure 2-7, le fait d'avoir relié la source de T_1 au collecteur de T_2 amène une contre-réaction totale : la tension de commande de T_1, *e'*, comptée entre grille et source, est en effet égale à la différence de la tension d'attaque *e* et de la tension de sortie S. Si le gain en boucle ouverte du montage, c'est-à-dire le gain S/e' de l'amplificateur de la figure 2-8 est G, le gain en tension S/e du montage de la figure 2-7 est donc égal à $\frac{G}{1 + G}$.

On peut très bien utiliser le montage de la figure 2-7 tel quel, et cela se fait très couramment. Il est cependant nécessaire, quelquefois, d'en améliorer encore les performances. En effet, si l'on veut faire fonctionner le transistor T_2 avec un courant collecteur qui ne soit pas abusif, on est amené à faire fonctionner T_1 avec un courant drain très faible. Par exemple, si le courant collecteur de T_2 vaut 3 mA, le gain β_2 valant 60, cela nous amène à réduire le courant drain de T_1 à 50 µA. A cette valeur de courant, la pente du T.E.C. risque d'être fortement diminuée.

Améliorations

La modification indiquée sur la figure 2-9 remédie à ce défaut. La diode Zener Z maintient une différence de potentiel constante, u, entre le $+$ E et l'émetteur de T_2. Nous retrouverons donc une différence de potentiel presque égale à u entre le $+$ E et la base de T_2, c'est-à-dire aux bornes de la résistance R_1. Cette dernière sera donc parcourue par un courant constant i_o. Le courant drain de T_1 sera alors égal à $i_o + i_{b2}$, expression dans laquelle i_{b2} désigne le courant base de T_2.

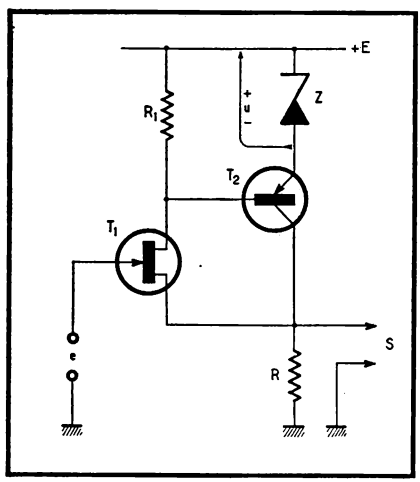


Fig. 2-9. — On améliore le montage de la figure 2-7 en injectant dans le drain du T.E.C. un courant constant (à travers la résistance R_1 aux bornes de laquelle on trouve presque la tension constante **u**) qui s'ajoute au courant base de T_2. On fait ainsi fonctionner le T.E.C. avec un courant drain plus élevé, ce qui augmente sa pente. Exemple de réalisation : $+E = +24$ V, $R_1 = 47$ kΩ, $R = 3{,}3$ kΩ, $T_1 = 2$ N 3823 (ou T 4— 2—), $T_2 =$ D 29 A 4, Z = BZX 46 C 6 V 2 (tous **Sescosem**).

Grâce à cet artifice, on peut donc faire fonctionner T_1 avec un courant drain plus important (d'où il résultera une augmentation de la pente de T_1), sans que cela conduise à un courant base — donc collecteur — trop élevé dans T_2.

Signalons enfin, toujours comme amélioration possible des montages des figures 2-7 et 2-9, le système qui consiste à ne pas appliquer à la source de T_1 la totalité de la tension de sortie. C'est ce que l'on fait, par exemple, sur le montage de la figure 2-10.

Dans ce montage, la tension appliquée à la source de T_1 est égale à :

$$S \frac{R}{R + r}.$$

Dans la mesure où le gain en boucle ouverte du système pouvait être considéré comme infini, on peut dire que le gain du montage

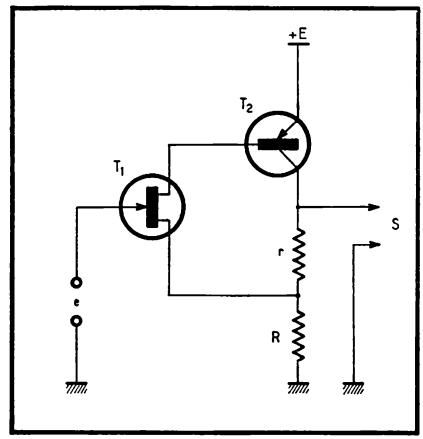


Fig. 2-10. — L'adjonction d'une petite résistance r, formant avec R un diviseur de tension qui n'applique à la source de T_1 qu'une partie de la tension de sortie S permet d'augmenter le gain. Une valeur minuscule de r permet de rendre le gain rigoureusement égal à l'unité, ou supérieur de 1 à 2 % à l'unité, ce qui est utile dans certains cas.

de la figure 2-10 est voisin de l'inverse du taux de contre-réaction, c'est-à-dire de :

$$\frac{R + r}{R}.$$

En réalité, on choisit en général r très inférieur à R, cela uniquement pour corriger le petit écart qu'il peut y avoir entre le gain en tension du montage de la figure 2-7 et l'unité. Par ajustage de la résistance r, on peut rendre le gain aussi voisin que possible de l'unité, égal à cette valeur, ou même légèrement supérieur à 1 si on le désire, ce qui nous sera très utile pour constituer l'amplificateur d'un montage « bootstrap » dans un générateur de dents de scie.

Bien entendu, rien ne s'oppose à ce que l'on rende la résistance r égale ou même supérieure à R : le gain du montage devient alors voisin de 2, ou même plus grand. Les avantages de linéarité de montage s'en trouvent légèrement réduits, dans la mesure où le taux de contre-réaction est également réduit.

Rien ne s'oppose à ce que l'on applique au montage de la figure 2-10 l'amélioration indiquée sur la figure 2-9, qui permettait de faire fonctionner T_1 avec un gain plus élevé. Signalons toutefois que, dans ce cas, il y a lieu de tenir compte du courant minimal passant dans la résistance R : ce courant est de l'ordre de u/R_1, il produira donc,

dans la résistance R, une chute de tension minimale de $u \frac{R}{R_1}$, en dessous de laquelle on ne pourra en aucune façon faire descendre la tension de sortie sans altérer fortement la linéarité.

3. — Le montage à grille commune.

Le montage que nous allons étudier maintenant est essentiellement employé dans les applications haute fréquence. On n'y utilise plus la grande impédance d'entrée des T.E.C., mais l'intermodulation et le bruit sont faibles, la stabilité excellente et le gain meilleur au-delà de 100 MHz. Ce montage est assez analogue à celui que l'on réalise avec les tubes électroniques, et que l'on appelle « grille à la masse », exactement comme avec les T.E.C. et les MOST. Il sera utilisé dans les oscillateurs à très haute fréquence, dans les amplificateurs des étages d'entrée des récepteurs à modulation de fréquence, des récepteurs de télévision ou analogues. Sauf dans le cas de l'oscillateur, l'étage à T.E.C. en grille commune est rarement utilisé seul, il est, le plus souvent, associé à un étage à source commune dans un montage du type cascode.

3-1. — *IMPEDANCES D'ENTREE, DE SORTIE—GAIN*

Si nous voulons augmenter, dans le montage de la figure 2-11, le potentiel de la source de Δu, le courant source diminuera, en conséquence, de $s\Delta u$. Il faudra donc que la tension d'attaque e fournisse ce courant, ce qui signifie que l'impédance d'entrée du montage est égale à $\frac{\Delta u}{s\Delta u} = \frac{1}{s}$.

Avec les T.E.C. usuels et les conditions normales, cette impédance est très faible (quelques centaines d'ohms ou même moins), et l'impédance d'entrée a une partie résistive $\frac{1}{s}$ tellement faible que la partie capacitive de cette impédance ne compte pratiquement pas, d'autant plus que cette dernière partie est tout simplement égale à C_{GS}.

En ce qui concerne l'impédance de sortie, cette dernière est essentiellement capacitive, la partie résistive étant pratiquement infinie. L'impédance de sortie est donc constituée par le condensateur C_{GD}.

Le gain en courant du montage est rigoureusement égal à l'unité, le courant drain étant égal au courant source.

En ce qui concerne le gain en tension, il est, pratiquement, le même que celui du montage source commune. Lorsque l'on attaque le montage de la figure 2-11 par une source de *tension* (résistance interne nulle), il est indifférent que l'un ou l'autre pôle de cette source soit à la masse, dans la mesure où le gain en tension est notablement supérieur à l'unité. Si c'est la source que l'on met à la masse, on retrouve le montage de la figure 1-21 ; en connectant la grille à la masse, on a le montage de la figure 2-1. Le gain s'exprime

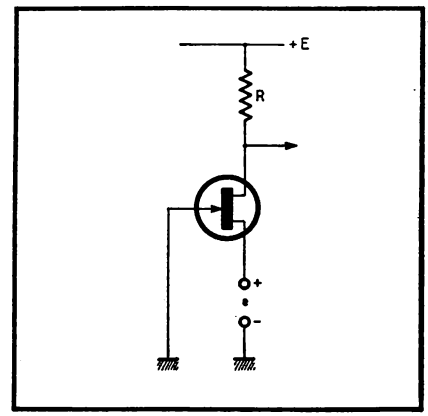


Fig. 2-11. — Etage typique à « grille à la masse », utilisé essentiellement en haute fréquence : son impédance d'entrée est faible, mais la capacité d'entrée l'est aussi et la réaction de la sortie sur l'entrée est particulièrement réduite.

donc sous forme du produit de la pente par l'impédance de charge de drain. Etant donné que, comme nous l'avons vu, la résistance interne équivalente de drain est pratiquement infinie dans le montage grille à la masse, on peut dire que la charge effective de drain est rigoureusement égale à l'impédance placée dans le circuit de drain : le dispositif n'introduit aucune réduction de cette impédance, ce qui n'était pas tout à fait le cas avec le montage source à la masse.

3-2. — *LIMITATIONS EN FREQUENCE*

Le montage de la figure 2-11 peut sembler bizarre, étant donné que l'on n'y utilise plus du tout les avantages usuels des T.E.C. et MOST (grande impédance d'entrée). Nous avons déjà précisé plus haut que l'on y conserve un avantage très important du T.E.C. qui est son taux d'intermodulation très réduit. Si l'on utilise le montage de la figure 2-11 c'est essentiellement, comme avec les tubes montés en « grille à la masse », pour limiter la réaction de la sortie sur l'entrée.

En effet, les capacités grille-source et grille-drain sont relativement plus importantes dans un T.E.C. ou dans un MOST, que la capacité drain-source.

La grille du dispositif, reliée directement à la masse, réalise une sorte de « blindage » entre l'entrée et la sortie de l'étage. Elle permet donc d'obtenir des gains élevés en haute fréquence, sans risquer l'accrochage qui se produirait beaucoup plus facilement dans un montage du type source à la masse.

3-3. — *POLARISATION*

Dans le schéma simplifié de la figure 2-11, nous n'avons pas tenu compte des problèmes de polarisation. Il est évidemment possible, surtout dans le cas d'un MOST à enrichissement-déplétion, de faire fonctionner le dispositif sans polarisation (rappelons que, pour un T.E.C., si l'on se limite à 0,1 ou même 0,2 V max., la jonction grille-canal n'est pas conductrice, même polarisée en sens direct).

Il est cependant à redouter, dans l'emploi d'un T.E.C. à jonction, que le fonctionnement sans polarisation introduise certaines perturbations. En effet, dire que l'on compte sur un taux d'intermodulation réduit, c'est dire que l'on souhaite pouvoir amplifier un signal utile faible en présence d'un signal parasite de forte amplitude et de fréquence différente. Si l'amplitude du signal parasite devient assez grande pour rendre conductrice la jonction grille-source pendant une partie de la période, on va retrouver un taux d'intermodulation élevé. C'est cette raison qui amène, en général, à polariser le dispositif, de telle sorte que la jonction grille-source soit légèrement polarisée dans le sens bloqué.

Dans le cas d'un MOST, le problème est tout différent. D'abord, il ne peut jamais y avoir conduction entre la grille et la source, ce qui élimine le danger d'intermodulation dont nous avions parlé plus haut. Ensuite, il peut être nécessaire, dans le cas d'un MOST à enrichissement, de polariser la grille à une tension convenable, dans le même sens que la tension de drain, pour obtenir un courant drain moyen suffisant.

En général, comme on emploie souvent le montage de la figure 2-11 associé avec un montage amplificateur à source commune, c'est ce dernier qui impose la valeur du courant source (donc du courant drain) du T.E.C., monté en grille commune. La figure 2-12 indique le schéma simplifié d'un tel ensemble de deux T.E.C., T_1 étant monté en source commune, T_2 en grille commune. Dans ce montage, T_1 est polarisé par le courant source, via la résistance R_1 découplée par C_1, ainsi que nous l'avions vu sur la figure 2-2. Pour assurer une tension drain suffisante à T_1, la grille de T_2 est polarisée à une tension positive par le pont R_2-R_3, et découplée par le condensateur C_2. Ce montage est la version la plus simplifiée du cascode.

4. — Le montage en résistance variable.

Les trois montages que nous venons de voir étaient relativement calqués sur les montages corespondants des transistors à injection. Nous allons maintenant voir une utilisation du T.E.C. qui est pratiquement sans équivalent dans le domaine des transistors usuels.

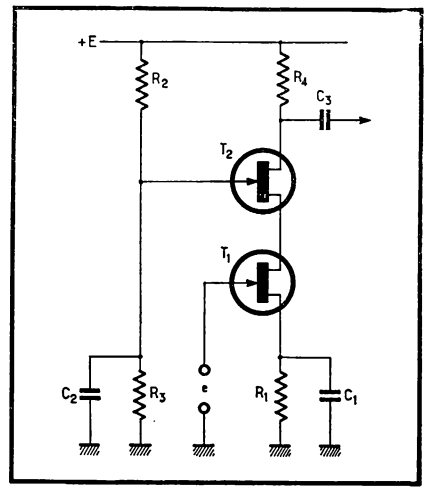


Fig. 2-12. — L'étage à grille à la masse de la figure 2-11 s'utilise rarement seul : on commande la source du T.E.C. fonctionnant en grille à la masse par un autre T.E.C., T_1, monté en source à la masse. Exemple : + E = 12 ou 24 V, $T_1 = T_2$ = 2 N 4416 (**Siliconix, Union Carbide** ou **Sescosem**), R_1 = 1 kΩ, C_1 = 0,1 µF (fréquence supérieure à 0,5 MHz), $R_2 = R_3$ = 220 kΩ, C_2 = 1 nF, C_3 = 10 nF, résistance de charge du drain de T_2 = 1 kΩ.

Nous en avions déjà indiqué le principe au début de l'étude (page 29), quand nous avons précisé l'aspect des caractéristiques du T.E.C. pour des tensions drain-source extrêmement faibles. C'est ainsi que, sur la figure 1-11, nous avions vu que l'on pouvait utiliser les caractéristiques du T.E.C. dans les quadrants 1 et 3. En utilisant une échelle des tensions très dilatée (en se limitant à quelques dizaines de millivolts), les caractéristiques sont très proches de droites ; de plus, elles passent toutes rigoureusement par l'origine, ce qui permet d'assimiler l'espace drain-source, dans ces conditions, à une résistance passive.

4-1. — *VARIATION DE LA RESISTANCE DRAIN-SOURCE EN FONCTION DE LA POLARISATION*

Nous avons vu plus haut qu'une loi approximative de la variation du courant drain en fonction de la tension grille-source V_{GS} était donnée par la formule :

$$i_D = i_{DSS}\left(1 + \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

formule dans laquelle le terme $\frac{V_{GS}}{V_p}$ est négatif. (Nous comptons, par exemple, V_{GS} comme tension négative dans le cas d'un type à canal N, V_p étant donnée par sa valeur arithmétique, donc positive.)

En dérivant l'expression du courant drain par rapport à la tension grille-source, on obtient, après transformation :

$$\frac{d(i_D)}{d(V_{GS})} = s = \frac{2\ i_{DSS}}{V_p^2}(V_p + V_{GS}).$$

Cette expression montre que la pente varie en fonction de la polarisation, partant d'une valeur maximale égale à $\frac{2\ i_{DSS}}{V_p}$ pour une polarisation nulle (on sait que, en réalité, la pente maximale est plus proche de $\frac{2{,}2\ i_{DSS}}{V_p}$) pour diminuer jusqu'à zéro, quand la polarisation V_{GS} croît en valeur absolue jusqu'à la valeur V_p.

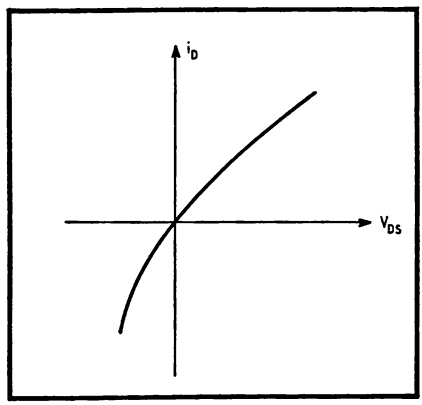


Fig. 2-13. — Examinée au voisinage des tensions drain-source faibles, une caractéristique I_D/V_{DS} de T.E.C. est un peu incurvée pour $V_{DS} > 0$ et très incurvée pour $V_{DS} < 0$.

En première approximation, la résistance dynamique drain-source, pour les tensions faibles de drain, est voisine de l'inverse de cette pente. Elle est donc égale ici, toujours suivant une formule assez approchée, à :

$$R_{DS} = \frac{V_p^2}{2\ i_{DSS}\ (V_p + V_{GS})}$$

Cette résistance variera donc, en fonction de la polarisation V_{GS}, depuis une valeur minimale égale à $\frac{V_p}{2\ i_{DSS}}$ jusqu'à l'infini, quand la polarisation tendra, en valeur absolue, vers V_p.

Lorsque l'on désire utiliser un T.E.C. en résistance variable, la valeur la plus intéressante est, évidemment, la résistance drain-source minimale, c'est-à-dire celle qui correspond à une polarisation de grille nulle. Nous en avons donné la valeur approchée. On la désigne souvent dans les caractéristiques par le symbole R_{Don}, signifiant par là qu'il s'agit de la résistance de drain (en réalité drain-source) dans le cas où le transistor à effet de champ est conducteur (*on*, en anglais).

Pour un T.E.C. dont la pente maximale est, par exemple, de 7 mA/V, cela correspond à une résistance R_{Don} minimale de l'ordre de 140 Ω. On rencontre couramment des valeurs plus basses, arrivant même à 50 Ω ou moins encore.

4-2. — *SYMETRIE DE FONCTIONNEMENT*

Nous avons assimilé l'espace drain-source à une résistance purement ohmique. En réalité, on sait que, pour une polarisation inverse de drain, on obtient une modification de la pente de la caractéristique, puisque, dès que le drain devient négatif par rapport à la source, (dans le cas d'un canal N), c'est par rapport à l'électrode la plus négative que l'on doit considérer la polarisation de grille. Cette polarisation décroît donc rapidement quand on porte le drain à une tension négative (toujours dans le cas d'un canal N).

La variation de courant drain du côté des tensions négatives de drain sera donc plus rapide que du côté des tensions positives, ce qui se traduit par une concavité tournée vers le bas sur la partie gauche de la courbe de la figure 2-13.

Du côté des tensions drain positives, la courbe se rapproche plus d'une droite, en limitant toutefois l'excursion de tension drain. En première approximation, nous pourrons confondre la courbe avec une droite, dans la mesure où la tension drain-source reste faible par rapport à la tension grille-source. Ce sera donc très limité quand il s'agira de fonctionner avec une polarisation grille-source presque nulle.

Heureusement, dans la plupart des montages utilisant le T.E.C. en résistance variable, la tension qui apparaîtra aux bornes du canal sera, en général, d'autant plus faible que la résistance drain-source sera plus faible. Nous nous trouvons là devant un fait heureux, qui nous permettra d'utiliser le T.E.C. en résistance variable, sans être trop gêné par la dissymétrie de la caractéristique courant drain/tension drain-source.

De toutes façons, quand nous nous limiterons à moins de 100 mV_{eff}, entre drain et source, nous pourrons, avec une assez bonne précision, considérer l'espace drain-source comme une résistance pas-

sive et constante, indépendante de la tension drain-source. Cette résistance aura donc une valeur que l'on peut faire varier d'un minimum, fonction du T.E.C., jusqu'à l'infini, en agissant sur la polarisation de la grille.

La variation de résistance en fonction de la tension V_{GS} suit la courbe représentée sur la figure 2-14.

4-3. — *FONCTIONNEMENT ANALOGIQUE*

Nous verrons plus loin (chapitre 4) des exemples d'utilisation du T.E.C. (valables également pour le MOST) en résistance variable à commande progressive. Nous indiquerons simplement ici quelques recommandations générales dans cette utilisation du T.E.C.

D'abord, rappelons-le, la tension aux bornes du T.E.C. ne doit varier que dans une faible proportion : nous avons vu que la linéarité de la loi tension/courant entre drain et source n'est respectée que pour une variation de tension drain-source ne dépassant pas quelques dixièmes de volt, positivement ou négativement.

D'autre part, pour que la commande de résistance soit efficace, et maintienne constante la valeur de la résistance apparente drain-source, il faut que la grille du T.E.C. soit maintenue à un potentiel constant par rapport à la source. Rappelons toutefois que, le T.E.C. étant en général symétrique, le potentiel de la grille peut être fixe par rapport à la source ou par rapport au drain.

En conséquence, si l'on veut réaliser un atténuateur de rapport variable entre une tension d'entrée E et une tension de sortie S, il est bien préférable — toutes les fois que la chose sera possible — de choisir le montage de la figure 2-15 *b* de préférence à celui de la figure 2-15 *a*. En effet, dans le cas du montage *a*, on doit maintenir une tension *u* constante entre grille et source du T.E.C. Ces deux électrodes étant à potentiel variable par rapport à la masse, il faudra disposer d'une source de commande *u* dont les deux pôles soient indépendants de la masse. En revanche, dans le montage *b*, la polarisation de la grille du T.E.C. est constante par rapport à la masse.

La limitation à quelques dixièmes de volt de la tension drain-source est une sujétion moins grave que l'on ne pourrait s'y attendre. Il est presque toujours possible d'utiliser le T.E.C. dans une partie du circuit où les niveaux de tension sont faibles. D'autre part, plus la polarisation de grille est élevée, plus la linéarité de la courbe tension/courant est assurée du côté de la polarisation inverse. C'est une circonstance favorable : plus la résistance dynamique du T.E.C. est grande, plus il peut supporter une tension relativement élevée entre drain et source.

L'emploi du T.E.C. en résistance variable à commande progressive est, le plus souvent, destiné à une régulation automatique d'amplitude. Nous en verrons des exemples plus loin. Dans ce cas, il est possible de faire croître la tension de commande V_{GS} jusqu'à une valeur très proche de $-V_p$, ce qui correspond à une valeur très élevée de la résistance dynamique drain-source. Si la commande était manuelle, il faudrait faire attention à ne pas s'approcher trop près de la valeur $-V_p$ de polarisation, car on risquerait de bloquer le T.E.C. rendant ainsi infinie la résistance dynamique drain-source, ce qui peut être gênant.

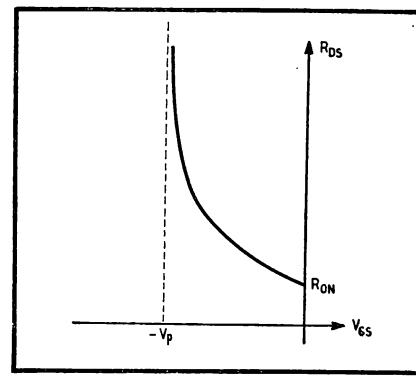


Fig. 2-14. — Pour des tensions V_{DS} de quelques dizaines de millivolts, l'espace drain-source se comporte comme une résistance à peu près pure. Sa valeur varie d'un minimum (désigné par R_{ON} ou R_{DON}), égal à l'inverse de la pente maximale du T.E.C., pour une polarisation nulle de la grille, à l'infini pour une polarisation grille de $-V_p$.

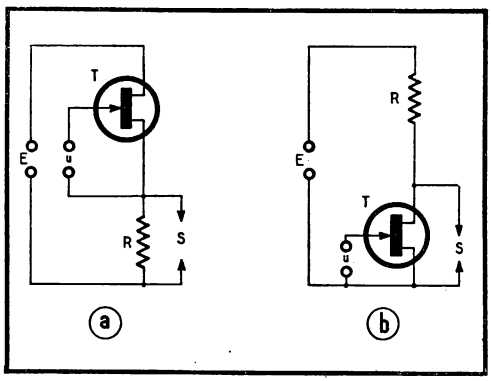


Fig 2-15. — Si l'on veut utiliser un T.E.C. en résistance variable, associé à une résistance fixe R, pour constituer un diviseur de tension, il est préférable de monter le T.E.C. avec sa source commune à la tension d'entrée et à celle de sortie (b) que comme en (a).

Etant donné la grande variation possible de résistance drain-source, il est souvent utile de placer le T.E.C., dans le montage, en série avec une résistance fixe qui limite le minimum réalisable, et, éventuellement, en parallèle avec une autre résistance fixe, cette dernière limitant la valeur maximale.

4-4. — *FONCTIONNEMENT EN TOUT OU RIEN*

L'emploi du T.E.C. en tout ou rien, c'est-à-dire en résistance drain-source minimale ou infinie, est beaucoup plus classique que

son utilisation en résistance régulièrement variable. Dans ce type d'application, le T.E.C. concurrence efficacement tous les autres dispositifs existants qui permettent de réaliser des résistances variables. Rappelons que ces dispositifs sont essentiellement :

— les *photorésistances* assez linéaires en courbes tension-courant pour certaines d'entre elles, mais, en général, à réponse relativement lente et à capacité répartie éventuellement importante ;

— les *magnétorésistances,* ou résistances dont la valeur ohmique dépend du champ magnétique auquel on les soumet, dispositif assez intéressant, mais dont la vitesse de réponse est limitée, en raison de la difficulté qu'il y a à faire varier rapidement un champ magnétique ;

— les *transistors utilisés en « choppers »*, assez intéressants, mais relativement moins linéaires dans leur courbe tension-courant que les T.E.C., et présentant le phénomène « Offset », qui fait que la courbe tension-courant ne passe pas l'origine.

Le T.E.C. est donc la solution idéale pour réaliser un interrupteur commandé par une tension. Nous en verrons de nombreuses applications au chapitre 4 (paragraphe 1).

Une circonstance heureuse vient simplifier la commande du T.E.C. utilisé en tout ou rien : quand on veut le bloquer, il suffit que la polarisation grille-source soit supérieure à V_p, elle peut lui être très nettement supérieure. Quand on veut le rendre conducteur, la meilleure solution est de supprimer toute polarisation entre grille et source.

Etant donné la facilité de produire une telle tension de modulation, même dans le cas où l'on doit la fournir sur deux conducteurs indépendants l'un et l'autre de la masse, les sujétions que nous avions rencontrées dans la commande du T.E.C. en résistance progressivement variable, sont pratiquement éliminées ici. Un simple transformateur, dont le secondaire est branché entre grille et source, permet de commander efficacement le T.E.C. en tout ou rien. On peut, le cas échéant, prévoir un écrêtage de la tension de commande de grille par entrée en conduction de la jonction grille-source. Cette solution n'est toutefois pas à recommander.

La commande de la grille étant donc plus facile, on utilisera pratiquement autant un montage analogue à celui de la figure 2-15 *a*, que l'on appellera « modulateur *série* » que celui de la figure 2-15 *b* nommé « modulateur *shunt* ».

La qualité essentielle d'un T.E.C., quand on veut l'utiliser en modulateur tout ou rien, est la faible valeur de la capacité parasite présente entre la grille et le drain, de même qu'entre la grille et la source, ces deux capacités ayant des effets perturbateurs différents, suivant que l'on utilise le modulateur série ou le modulateur shunt.

Signalons ici un fait à l'avantage du MOST : dans ce dernier dispositif, les capacités parasites se comportent plus que pour les T.E.C. comme de véritables condensateurs, dont la capacité est indépendante de la tension aux bornes. Ce n'est pas tout à fait le cas pour les T.E.C. à jonctions, puisque la capacité parasite présentée par une jonction varie en fonction de la tension inverse appliquée à cette dernière. Il sera donc plus facile de compenser, par un réseau passif, les effets perturbateurs des capacités parasites des MOST que ceux des capacités parasites des T.E.C.

CHAPITRE 3

CIRCUITS IMPULSIONNELS

Nous allons maintenant passer en revue les différents circuits dans lesquels les T.E.C. et MOST sont utilisés en régime impulsionnel. Il s'agit donc de montages basculeurs, dans lesquels les changements d'état se font, en général, d'une façon brusque, mettant en jeu, le plus souvent, des phénomènes cumulatifs.

1. — Intérêt des T.E.C. et MOST dans les circuits impulsionnels.

La gamme de circuits impulsionnels réalisables au moyen des transistors classiques à injection est considérable. La souplesse de ces dispositifs est très grande, surtout si l'on peut allier, dans le même montage, des éléments *p-n-p* et *n-p-n*. On peut donc se demander ce que les T.E.C. et MOST nous apporteront de nouveau dans de telles réalisations.

Nous allons retirer de leur utilisation des avantages importants dans plusieurs domaines.

Impédance d'entrée et tension d'alimentation

Il y aura, évidemment, l'avantage considérable de la grande impédance d'entrée des T.E.C. et des MOST. Cette impédance nous rendra possible l'utilisation de résistances de fortes valeurs, qui auraient été complètement incompatibles avec les transistors à injection. Elle nous permettra, en particulier, de réaliser des circuits à très longue période, sans avoir à recourir à des condensateurs de capacité prohibitive et de fiabilité douteuse.

Les T.E.C. nous permettront d'autre part de construire des montages insensibles, en première approximation, à l'action de la température : il suffira de choisir en conséquence le régime de fonctionnement du T.E.C., juste à la valeur qui correspond à l'annulation de l'effet de la température sur le courant drain.

Un autre avantage important des T.E.C. est la possibilité de supporter sur leur électrode de commande des tensions notablement plus élevées que celles que peuvent supporter les jonctions base-émetteur des transistors à injection. Ces derniers, dans les modèles de commutation, supportent rarement plus de 5 à 6 V, ce qui pose souvent des problèmes dans le cas des circuits impulsionnels, où l'on risque de voir, sur les électrodes de commande, des tensions inverses égales (ou comparables) aux tensions d'alimentation. Dans les montages à transistors classiques, ce fait nous oblige souvent à limiter les tensions d'alimentation à des valeurs faibles, quelquefois gênantes pour la réalisation de l'ensemble. Le T.E.C. supporte très couramment 20 ou 30 V inverses sur sa grille, certains d'entre eux beaucoup plus encore, ce qui supprime nombre de problèmes.

Enfin, nous pouvons citer un cas particulier où les T.E.C. (mais pas les MOST jusqu'à preuve du contraire) sont très avantageux par rapport aux transistors classiques pour les circuits impulsionnels : l'électronique spatiale. En effet, on sait que l'électronique embarquée à bord des satellites peut être soumise à une irradiation importante lors du passage de l'ensemble dans les ceintures de Van Allen, irradiation qui serait extrêmement nocive pour les transistors usuels, et que les T.E.C. supportent beaucoup mieux.

Signalons un dernier point à l'avantage, cette fois, des MOST. Comme ces dispositifs ne nécessitent que deux diffusions pour leur obtention, les circuits intégrés à base de MOST sont d'une technologie plus simple que ceux que l'on obtient par triple diffusion. Etant donné la tendance actuelle à une intégration de plus en plus poussée des circuits impulsionnels, ce dernier point est particulièrement intéressant, puisque la facilité d'intégration des MOST permet d'envisager des circuits intégrés utilisant ces dispositifs en très grand nombre, dans une seule pastille de silicium (actuellement, en 1969, il existe des circuits intégrés comportant plus de 600 MOST dans une seule pastille).

Dans les circuits impulsionnels que nous verrons ci-après, le cas des MOST doit être traité à part, car ces dispositifs, comme nous l'avons dit, ne présentent *jamais* de conduction grille-source, quelle que soit la polarisation de la grille par rapport à la source. Cette conduction étant indispensable au fonctionnement de certains circuits impulsionnels à T.E.C., les circuits de ce type ne peuvent être transposés en MOST sans modification du schéma.

La saturation des T.E.C.

Signalons une différence assez nette entre le comportement des T.E.C. et celui des transistors à injection dans les montages impulsionnels. Alors que les transistors à injection sont très facilement amenés à la saturation qui correspond à un fonctionnement dans lequel la tension collecteur est extrêmement faible, il est plus difficile de réduire à une valeur très faible la tension drain-source d'un T.E.C. Les courbes de la figure 1-8 montrent que la partie des caractéristiques qui correspond à une faible tension drain-source est relativement peu penchée. Nous avons vu, par ailleurs, que la pente maximale de cette portion de courbe, au voisinage de l'origine, est égale à l'inverse de la pente du T.E.C. (pente valable pour la polarisation pour laquelle la courbe est tracée).

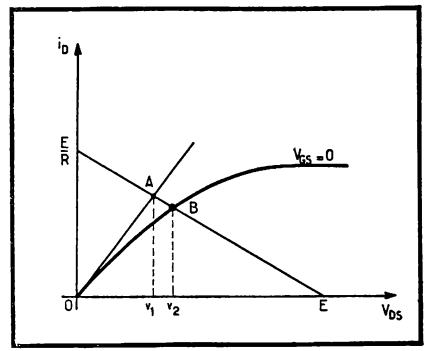


Fig. 3-1. — Quand un T.E.C. fonctionne en régime dit « saturation » (moins bien défini que dans un transistor à deux jonctions), on peut avoir une idée de la valeur minimale de tension drain-source, v_2, abscisse du point B, en remplaçant la caractéristique du T.E.C. par sa tangente à l'origine (droite dont la pente est s_0), qui coupe la droite de charge en A, d'abscisse v_1.

Si nous considérons donc un T.E.C. dont la pente maximale (pour une polarisation nulle de grille) est égale à s_0, la caractéristique relative à une polarisation nulle aura, au voisinage de l'origine, une pente de l'ordre de $1/s_0$. Comme la concavité de la caractéristique est tournée vers le bas, la caractéristique réelle sera partout en dessous et à droite de sa tangente à l'origine, comme le montre la figure 3-1.

Sur cette figure, nous avons tracé la droite OA, tangente à l'origine à la caractéristique du T.E.C., valable pour $V_{GS} = 0$. Nous avons supposé que ce dernier était alimenté par une source de tension E, à travers une résistance R. La droite de charge correspondante est donc celle que nous avons tracée depuis le point d'abscisse E, sur l'axe des tensions, jusqu'au point d'ordonnée E/R, sur l'axe des intensités. Le point dont les coordonnées fournissent le régime de fonctionnement du T.E.C. non polarisé est donc le point B. Comme nous le voyons, surtout si la résistance R est relativement élevée, ce point B est voisin du point A, où la droite de charge coupe la tangente à l'origine de la caractéristique.

Nous aurons donc une bonne approximation de la tension minimale aux bornes du T.E.C. (tension v_2) en prenant la valeur v_1 de

tension correspondant à l'abscisse du point A, le calcul de cette dernière valeur est facile à faire, et il nous donne :

$$v_1 = \frac{E}{1 + Rs_0}$$

Nous avons donc là l'expression de la tension minimale que nous pourrons avoir entre drain et source. Pour être tout à fait précis, nous devons tout de même indiquer que l'on peut descendre au-dessous de cette valeur, en polarisant positivement le T.E.C. Tant que la grille de ce dernier n'est pas conductrice, c'est-à-dire quand la tension directe grille-source ne dépasse pas 0,5 V, le T.E.C. fonctionne approximativement en « enrichissement », un peu comme un MOST. Sa pente est alors un peu plus grande que s_0. Néanmoins, c'est là un régime qui est à éviter, et la valeur de tension minimale obtenue est relativement peu différente de celle que nous avons calculée ci-dessus.

Il en résulte que, à moins de prendre une résistance de charge R très grande par rapport à l'inverse de la pente $1/s_0$, la tension minimale aux bornes du T.E.C. sera notablement plus élevée que la tension de saturation aux bornes d'un transistor à injection.

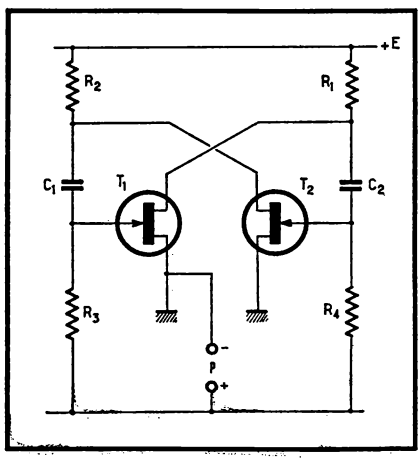


Fig. 3-2. — Multivibrateur symétrique d'Abraham et Bloch à deux T.E.C. Exemple de réalisation : + E = 12 V, p variant de — 2 à + 20 V, $R_1 = R_2 = 4{,}7$ kΩ, $T_1 = T_2$ = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4 — 4 +, R_3 et R_4 supérieures à 100 kΩ, C_1 et C_2 supérieurs à 500 pF.

Par exemple, si nous utilisons un T.E.C. dont la pente maximale s_0 est de 2,5 mA/V, et que la résistance de charge R est de l'ordre de 2 kΩ, le produit Rs_0 est alors égal à 5, et, pour une tension d'alimentation de 6 V, la tension minimale drain-source du T.E.C. sera d'environ 1 V. A titre de comparaison, indiquons que, dans un transistor à injection du type épitaxial, on pourrait facilement obtenir

une tension collecteur-émetteur de saturation inférieure à 0,05 V dans les mêmes conditions (*).

On voit donc que les valeurs minimales de tension drain-source dans les montages impulsionnels à T.E.C. seront plus importantes que dans les montages correspondants à transistors à injection. Les réalisateurs sont d'ailleurs habitués à des montages de commutation dans lesquels ces tensions minimales sont importantes ; c'est le cas des montages de commutation non saturée, utilisant des transistors à injection qui ont un temps de désaturation élevé et ne doivent pas fonctionner en dessous d'une tension collecteur-émetteur de 1,5 ou même 2 V. Les techniciens savent cependant réaliser, avec de tels transistors, d'excellents montages de commutation, les schémas en sont simplement quelque peu différents des schémas utilisant la saturation.

2. — Multivibrateurs astables.

Les montages que nous allons étudier ci-après sont des auto-oscillateurs : ils changent spontanément d'état suivant un rythme périodique, et fournissent, sur les drains des T.E.C. des signaux à flancs raides.

On peut réaliser de tels montages en n'utilisant exclusivement que des T.E.C., il est possible aussi de combiner l'utilisation des T.E.C. et des transistors à injection, aussi examinerons-nous séparément les différents montages correspondants.

2-1. — *REALISATION AVEC DEUX T.E.C.*

Montage

Le schéma d'un multivibrateur standard à deux T.E.C. est celui de la figure 3-2. On voit qu'il s'agit de deux étages amplificateurs à source commune, couplés l'un à l'autre, exactement comme dans les multivibrateurs classiques à transistors.

Nous passerons rapidement sur le raisonnement qui permet de montrer que l'état dans lequel les deux T.E.C. débitent simultanément est instable. En effet on voit que, par exemple, toute augmentation du courant drain de T_1, abaissant le potentiel de drain de ce dernier, donc celui de grille de T_2 provoque une diminution de courant drain de ce dernier. Il en résulte une augmentation de son potentiel drain qui vient, via C_1, diminuer la polarisation de T_1, et renforcer l'action

(*) Signalons des types de T.E.C. actuels ayant une pente de 100 mA/V, ce qui correspond à une résistance R_{Don} de 10 Ω. Les derniers modèles de « gridistors » permettent même de réduire cette résistance à 3 Ω.

initiale. En temps normal, il y aura toujours un des deux T.E.C qui sera bloqué et l'autre qui débitera.

Nous avons représenté le point commun des résistances R_3 et R_4 porté à un potentiel *p*, dont nous avons indiqué la polarité. Spécifions toutefois que ce point commun peut être positif ou négatif (relativement peu) par rapport à la masse, c'est-à-dire que la valeur de *p* peut-être positive ou négative, ou éventuellement nulle.

Premier basculement

Supposons que, comme on peut le suivre sur les formes d'onde de la figure 3-3, T_1 soit bloqué à l'instant initial, sa base étant à un potentiel $-m$ suffisamment négatif. Son drain sera donc, comme on le voit sur la courbe B, au potentiel $+E$. Le T.E.C. T_2 débitera, sa grille sera très légèrement positive si *p* est positif, comme on le voit sur la courbe C. Son drain se trouvera donc à un potentiel relativement bas $(+b)$, ainsi que le montre la courbe D.

Le potentiel de la grille de T_1 remonte progressivement, en raison du courant qui traverse R_3 et s'en va vers l'armature inférieure de C_1. Ce courant se referme par l'espace drain-source de T_2, dont nous pourrons négliger la résistance apparente par rapport à R_3, cette dernière ayant une valeur relativement élevée.

La remontée du potentiel de la grille de T_1, que l'on voit sur la courbe A de la figure 3-3, atteindra, à l'instant t_0, la valeur $-h$ qui correspond au déblocage de T_1. On peut se demander pourquoi nous avons appelé cette valeur $-h$, au lieu de la nommer simplement $-V_p$. En réalité, *h*, est légèrement inférieur à V_p, car il ne suffit pas, pour amorçer le fonctionnement cumulatif que nous allons envisager, que T_1 commence tout juste à se débloquer. Il faut, en plus, que la pente de ce dernier ait pris une valeur suffisante pour amorçer l'effet cumulatif, ce qui nécessite que le potentiel de grille de T_1 soit un peu plus positif que $-V_p$.

Sur les courbes de la figure 3-3, le point rond situé à côté du décrochement de la courbe A, à l'instant t_0, indique que c'est là l'origine du fonctionnement cumulatif. La flèche descendante en trait mixte, repérée par T_1, indique que c'est l'action amplificatrice de T_1 qui provoquera la descente du potentiel drain de ce dernier. Depuis cette descente, la flèche repérée par C_2 montre que ce dernier condensateur transmet la descente du potentiel drain T_1, au potentiel grille de T_2. La flèche en trait mixte située le plus en bas, et repérée par la lettre T_2, indique que l'action amplificatrice de T_2 provoque, à partir de la descente du potentiel de la grille de ce T.E.C., la montée de son potentiel drain.

La flèche la plus longue qui va depuis la courbe D jusqu'à la courbe A au temps t_0, indique que le condensateur C_1 va reboucler l'action, permettant d'obtenir le processus cumulatif.

Ce premier basculement amènera donc le potentiel de drain de T_1, comme le montre la courbe B, de + E à + *a*. En réalité, comme on le voit sur les courbes, le potentiel drain de T_1 descendra momentanément en dessous de + *a*, en raison d'un dépassement positif produit sur la grille de ce T.E.C. par l'effet cumulatif, pendant que le condensateur C_1 se recharge à travers la résistance R_2 et l'espace grille-source de T_1.

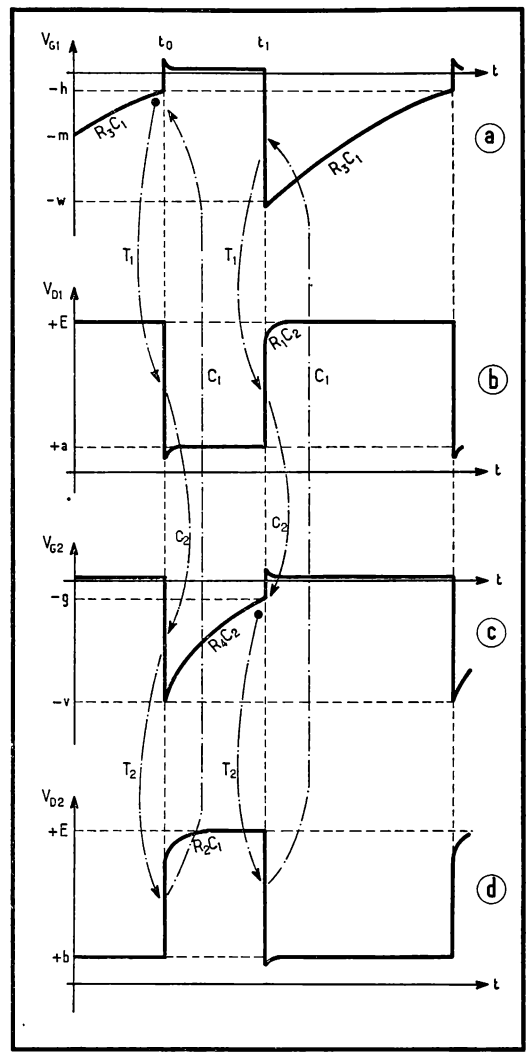


Fig. 3-3. — Formes d'ondes caractéristiques du multivibrateur de la figure 3-2. Les flèches en traits mixtes indiquent comment se transmettent les actions (par le condensateur C_1 d'un drain à une grille, par le pouvoir amplificateur de T_1 de la grille au drain de ce dernier). Un point rond au départ d'une flèche (comme sur la forme d'onde **a** au temps t_0) indique que c'est là que s'amorce le phénomène : c'est l'arrivée du potentiel base de T_1 à — **h** qui déclenche le premier basculement.

Second basculement

Comme il s'agit d'un raisonnement tout à fait analogue, nous passerons très rapidement sur ce qui va provoquer le second basculement.

Entre l'instant t_0 et l'instant t_1, il n'y aura que le potentiel de la grille de T_2, comme le montre la courbe C, qui va remonter. Quand ce potentiel atteindra la valeur $-g$, c'est-à-dire à l'instant t_1, le processus cumulatif s'amorcera, et sera transmis par les actions amplificatrices des deux T.E.C. et des deux condensateurs, comme l'indiquent les flèches en trait mixte. Pour ce second basculement, l'origine de tout le phénomène étant l'arrivée du potentiel de la grille de T_2 à la valeur $-g$, c'est en cet endroit que nous avons tracé le point rond, qui représente l'origine des effets cumulatifs.

On constate que les remontées de potentiel de drain de T_1 et T_2 sont relativement ralenties et que, en fin de remontée, la forme d'onde est arrondie. Il s'agit en effet de la recharge des condensateurs C_1 (pendant le blocage de T_2) où C_2 (pendant le blocage de T_1) à travers les résistances drain de ces deux T.E.C.

On peut supposer que les capacités des condensateurs C_1 et C_2 sont faibles sans que, pour cela, la période du multivibrateur soit courte. Il est possible, en effet, de donner aux résistances R_3 et R_4 des valeurs considérables sans aucun inconvénient, dans la mesure où les fuites des condensateurs C_1 et C_2 sont négligeables. Cela explique la relative brièveté des recharges de C_1 et C_2, les résistances R_1 et R_2 étant négligeables par rapport à R_3 et R_4.

Durées des blocages

Le calcul des durées des deux blocages successifs de T_1 et T_2 est relativement difficile. Il nécessite d'abord une connaissance assez précise des potentiels $+a$ et $+b$, connaissance qui suppose que l'on sait exactement l'état de polarisation de chaque T.E.C. quand il est conducteur. Or, suivant la valeur de p, cet état est relativement difficile à définir, sauf lorsque p est positif : dans ce dernier cas, le potentiel de repos des grilles est déterminé par un écrêtage dû au courant grille-source dans les jonctions. On peut, dans ce cas, estimer en première approximation que les grilles sont, pendant les périodes de conduction, à un potentiel de l'ordre de 0,7 V.

En connaissant cet état de polarisation, ainsi que le réseau de Kellog de chaque T.E.C., on peut, par tracé d'une droite de charge, ainsi que nous l'avons fait sur la figure 3-1, déterminer la valeur, du potentiel de repos aux bornes du T.E.C. Cette estimation n'est que relativement exacte, en raison de ce dépassement que nous avons cité et qui porte momentanément, par exemple, le potentiel drain de T_1 au-dessous de $+a$.

Une fois que l'on connaît l'amplitude des signaux produits sur les drains, cela nous renseigne sur les potentiels $-v$ et $-w$, potentiels les plus négatifs des grilles de T_2 et T_1. On applique alors les lois des décharges exponentielles pour trouver la durée qui sépare le commencement de la décharge de l'instant où celle-ci amène le

potentiel de la grille à la valeur de déclenchement. Encore conviendrait-il de connaître cette dernière, mais on ne commettra qu'une erreur négligeable en l'assimilant au V_p du T.E.C.

Comme toujours, lorsque l'on fait un calcul de durée sur une forme d'onde exponentielle, il faut faire un changement d'axe des temps pour prendre, comme nouvel axe, l'asymptote de l'exponentielle. L'ordonnée de cette asymptote est, pour une fois, bien connue ; elle est égale à $+p$.

On obtiendra tout de même une estimation relativement correcte (à 20 % près) des durées des blocages, en admettant que les amplitudes des signaux apparaissant sur les drains sont voisines de $+E$. Le calcul est très analogue à celui du multivibrateur à tubes électroniques à vide ; il est donc relativement approximatif et ne peut, à moins de faire intervenir de très nombreux facteurs, donner qu'un ordre de grandeur des durées de blocage.

Commande de la fréquence

Le potentiel p peut varier dans d'importantes proportions. Son changement provoque une variation de la fréquence globale du multivibrateur. En ce qui concerne les valeurs positives de p, il faut se limiter à des valeurs suffisamment basses, pour que les courants passant dans R_3 ou R_4 vers les jonctions grille-source des T.E.C. ne puissent endommager ces jonctions. Dans la quasi-totalité des cas, cette condition est satisfaite.

Il convient de tenir compte du fait que, si l'on rend p trop positif, le système peut parfaitement ne plus démarrer tout seul. Le raisonnement que nous avons fait initialement, en supposant que les deux T.E.C. débitaient simultanément, et qui nous a permis de conclure qu'un tel état ne pouvait se maintenir, n'est plus valable si les deux T.E.C. fonctionnent à un régime analogue à celui qui est indiqué sur la figure 3-1 ; le gain risque alors d'être trop réduit pour que le phénomène cumulatif s'amorce spontanément.

Si nous considérons des valeurs de p de moins en moins positives, les durées des deux blocages s'accroissent l'une et l'autre, en restant pratiquement proportionnelles, si les deux T.E.C. sont analogues. Quand on fait descendre p jusqu'à zéro, le multivibrateur fonctionne toujours, contrairement au cas du modèle réalisé en transistors à injection.

Si l'on rend p négatif, le fonctionnement continue tant que la valeur de p n'est pas inférieure à $-h$ ni à $-g$. Dès que $-p$ tombe en dessous d'une de ces deux valeurs, l'oscillation cesse.

Signaux dissymétriques ou très lents

Dans un tel multivibrateur, il est possible d'obtenir un rapport cyclique très différent de l'unité, c'est-à-dire de rendre son fonc-

tionnement très dissymétrique, la durée de blocage de T_1, par exemple, étant très grande par rapport à celle du blocage de T_2. Dans ce cas, il vaut mieux faire porter la dissymétrie sur les résistances R_3 et R_4 que sur les capacités des condensateurs C_1 et C_2. On peut, en effet, augmenter sans aucun inconvénient les valeurs de ces deux résistances, ou de l'une seule d'entre elles, étant donné l'impédance d'entrée considérable des T.E.C.

Nous avons vu que, pour le fonctionnement de ce multivibrateur, il fallait supposer que les jonctions grille-source des deux T.E.C. devenaient alternativement conductrices. Ceci nous permet d'affirmer qu'un tel multivibrateur ne peut fonctionner avec des MOST, à moins que l'on ne shunte l'espace grille-source de ces derniers par des diodes ; encore faut-il qu'il s'agisse de MOST du type à déplétion ou du type mixte.

Le grand intérêt des multivibrateurs à T.E.C. est la possibilité qu'offrent ces montages de fonctionner à une fréquence extrêmement basse. Les résistances R_3 et R_4 peuvent facilement atteindre, ou même dépasser, 10^9 Ω ce qui, avec des condensateurs de l'ordre de 1 μF, permet d'obtenir une période totale dépassant largement une heure, pour une valeur adéquate de la polarisation *p*. Avec des T.E.C. dont le courant grille est de l'ordre de quelques pico-ampères, on pourrait même tolérer des valeurs de résistances encore dix fois plus grandes. En utilisant des condensateurs de plusieurs microfarads d'excellent isolement, on arriverait à compter la fréquence en périodes par semaine, sans que le nombre en question soit tellement élevé.

Bien entendu, dans toutes ces réalisations où l'on doit utiliser des résistances de très haute valeur, la moindre fuite introduite par humidité, ou par mauvais isolement du matériau sur lequel est effectué le montage, rendrait ces estimations complètement inexactes. On doit, pour obtenir des fréquences conformes aux valeurs souhaitées, utiliser d'excellents isolants (perles de téflon ou de polythène), de très bons composants (condensateurs isolés au mylar ou analogues), et l'on doit enfin placer le tout dans une enceinte étanche contenant un desséchant qui absorbe les dernières traces d'humidité.

Signalons enfin un autre intérêt du multivibrateur de la figure 3-2. Si les résistances R_3 et R_4 ont été choisies de valeurs considérables, il est possible d'utiliser pour R_1 et R_2 des valeurs très élevées. On arrive ainsi à réaliser un multivibrateur qui consomme un courant extrêmement faible.

2-2. — *REALISATION A T.E.C. ET TRANSISTOR*

Multivibrateur pseudo-symétrique

Une première idée, pour la réalisation d'un multivibrateur « hybride », est celle qui correspond au schéma de la figure 3-4. Ce schéma

n'appelle pas de commentaire particulier, à ceci près que la résistance de base du transistor T_2, R_4, doit retourner au $+E$, car c'est nécessaire pour assurer le fonctionnement en saturation de T_2 pendant ses périodes de conduction. En revanche, la résistance grille de T_1 peut retourner à un point à potentiel *p*, exactement comme dans le cas du montage de la figure 3-2, *p* pouvant être positif, nul ou même négatif, à condition de ne pas entraîner le blocage permanent de T_1.

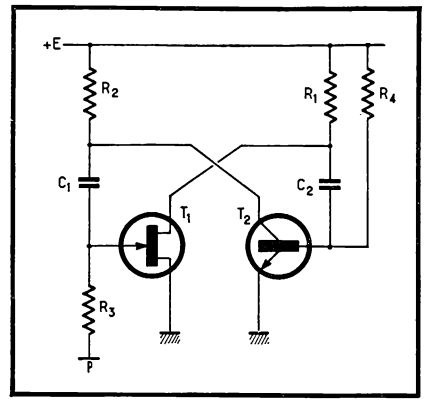


Fig. 3-4. — On peut constituer un multivibrateur avec un T.E.C. et un transistor bipolaire, mais il ne faut pas essayer de le rendre trop dissymétrique (C_1 R_3 trop grand par rapport à C_2 R_4) sinon il ne fonctionne plus. Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 3823, T_2 = 2 N 2923 (tous deux **Sescosem**), $+E$ = 12 V, R_1 = 2,2 kΩ, R_2 = 2,2 kΩ, R_3 = 1 MΩ, R_4 = 4,7 kΩ, C_1 = 0,1 μF, C_2 = 2,2 μF.

On peut se demander l'intérêt que présente un tel montage par rapport à celui de la figure 3-2. En réalité, il en présente fort peu. On pourrait croire qu'il est très utilisable pour obtenir un signal très dissymétrique, correspondant à un blocage très long de T_1 (valeur de R_3 très élevée), et à un blocage court de T_2. Dans la pratique, si l'on essaie de rendre ce multivibrateur très dissymétrique, on s'aperçoit avec surprise qu'il ne fonctionne plus. L'étude de cet arrêt de fonctionnement présente un certain intérêt, à titre d'indication des erreurs à éviter dans les montages impulsionnels, et nous allons rapidement indiquer la cause de cette défectuosité.

Lorsque le potentiel de la grille de T_1 remonte, sous l'effet d'un courant passant dans R_3, cette remontée est d'autant plus lente que l'on a voulu prolonger longtemps le blocage de T_1, par augmentation de la constante de temps R_3 C_1, et (ou) par réduction de la valeur de *p*. Cette remontée étant lente, le début de la conduction de T_1 est également lent, et l'abaissement de potentiel du drain de T_1 est lent lui aussi. Le circuit C_2-R_4 transmet, en principe, cette diminution de potentiel à la base de T_2. En réalité, cette transmission ne provoque nettement l'apparition de l'effet cumulatif (entraînant le basculement) que si la descente du potentiel de l'extrémité inférieure de R_1 (drain de T_1) est suffisamment rapide.

En effet, la base de T_2 se trouve portée à un potentiel légèrement positif, par le courant qui traverse R_4 et la jonction base-émetteur de

T_2, quand ce dernier est saturé. La résistance dynamique de cette jonction à l'état conducteur est faible. Il faut donc considérer que le circuit constitué par C_2 d'une part, et par la résistance d'entrée base de T_2 d'autre part, est un circuit à courte constante de temps (beaucoup plus courte que R_4-C_2). Un tel circuit ne transmettra correctement une variation de potentiel que si celle-ci a une durée courte par rapport à la constante de temps correspondante.

Comme nous venons de montrer que la diminution de potentiel du drain de T_1 est lente, il peut fort bien se faire que cette diminution soit si peu transmise à la base de T_2 qu'elle soit même insuffisante pour amorcer le phénomène cumulatif. On améliorera un peu les choses en augmentant beaucoup la capacité du condensateur C_2, mais ce n'est pas là une solution très satisfaisante non plus.

Multivibrateur mixte très dissymétrique

Si l'on désire réaliser un multivibrateur très dissymétrique en montage hybride (comportant un T.E.C. et un transistor à injection), la meilleure solution est l'emploi du circuit de la figure 3-5.

L'explication de son fonctionnement est assez complexe. Nous supposerons tout d'abord que, dans l'état initial, T_1 est bloqué, sa grille étant à un potentiel suffisamment négatif. Le courant drain du T.E.C. étant nul, il en va de même du courant base de T_2, donc de son courant collecteur. Le potentiel du point A est nul, de même que celui du point B, car nous pouvons négliger la chute de tension insignifiante dans R_2, due au courant qui traverse R et C.

A un instant donné, le potentiel grille de T_1 est suffisamment remonté pour que T_1 commence à conduire. Il en va de même de T_2, et le potentiel du point A s'élève, de même que, dans une moindre proportion, celui du point B.

L'élévation de potentiel du point B provoque donc l'augmentation du potentiel de l'armature inférieure de C. Il y aura donc augmentation presque égale du potentiel de l'armature supérieure de C. Ce que nous avons dit tout à l'heure au sujet de la lenteur de variation du potentiel des différentes électrodes ne s'applique pas ici. Les variations initiales des potentiels du point A et, encore plus du point B, sont lentes, mais le potentiel de ce dernier point est transmis à la grille du T.E.C. par un circuit dont la constante de temps est très grande. Le condensateur donnant naissance à cette constante n'est autre que C ; quant à la résistance, elle est égale à R puisque nous pouvons supposer infinie la résistance d'entrée de T_1 qui est presque bloqué.

Si lente que soit la remontée du potentiel de B résultant du déblocage de T_2, elle augmentera l'accroissement de potentiel grille de T_1. Il y aura donc, dès que la pente de T_1 le permettra, entrée en action d'un processus cumulatif, qui tendra à faire augmenter très rapidement le courant de T_1, amenant T_2 à la saturation.

Puisque T_2, en raison de cet effet cumulatif, est arrivé très vite à l'état de saturation, le potentiel du point A est donc passé très rapidement à $+E$. Celui du point B a donc augmenté plus qu'il ne l'aurait fait si le condensateur C' n'existait pas.

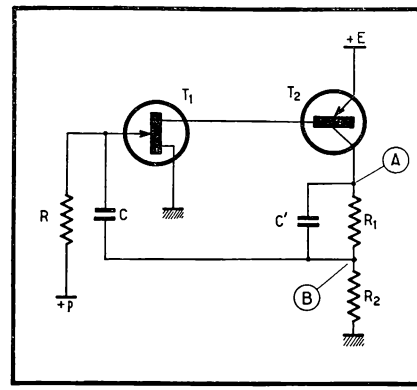


Fig. 3-5. — Multivibrateur mixte, T.E.C. + transistor bipolaire à grande dissymétrie : lors du basculement débloquant simultanément T_1 et T_2, l'effet cumulatif rend raide le flanc de tension (montant) sur le collecteur de T_2. Ce flanc est retransmis intégralement du point (A) au point (B), donc à la grille de T_1 par C'. Comme C' se charge rapidement, le potentiel du point (B) baisse, provoquant le reblocage de T_1. Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 3823 (ou T 3 — 3 —), T_2 = D 29 A 4 (tous deux **Sescosem**), $+E$ = 12 V, $R_1 = R_2$ = 2,2 kΩ, R supérieur à 1 MΩ, C = 1 μF, C' = 2,2 μF.

En effet, supposons que R_1 et R_2 aient la même valeur : pour une variation *lente* du courant de T_2, la variation du potentiel du point B est la moitié de celle du potentiel de A. En revanche, pour une variation très *rapide* du potentiel de A, le condensateur C' transmet au point B la totalité de la variation de potentiel du point A.

Il y aura donc apparition en B d'une lancée de potentiel positif, lancée importante qui portera momentanément l'armature inférieure de C au potentiel $+E$, ou peu s'en faut.

Comme T_1 était alors juste débloqué, la remontée de potentiel des deux armatures de C portera l'armature supérieure à un potentiel franchement positif si la valeur de E est suffisante. La jonction grille-source de T_1 deviendra conductrice, et l'on pourra ainsi charger le condensateur C, l'armature positive étant celle qui figure dans le bas sur le schéma 3-5.

Cette charge est relativement courte ; pour qu'elle soit accomplie d'une façon suffisante, il faut d'abord que la capacité de C' soit notablement supérieure à celle de C, et qu'ensuite la constante de temps correspondant à C' et à R_1 et R_2 en parallèle (transformation de Thévenin), soit suffisamment élevée.

Dès que cette charge est achevée, et même éventuellement un petit peu avant, le potentiel du point B commence à redescendre, puisque le condensateur C' n'a pu augmenter ce potentiel que pendant un temps court. La redescente du potentiel du point B entraîne celle du potentiel grille de T_1, amorçant ainsi le phénomène cumulatif en sens inverse, qui tend à amener T_1 au blocage en y amenant, par conséquent, T_2 en même temps. Dans le circuit de la figure 3-5, les

deux transistors seront donc bloqués presque tout le temps, et débloqués pendant un temps très court. On peut, par exemple, faire en sorte que T_1 soit bloqué pendant plusieurs heures, et qu'il ne soit débloqué, ainsi que T_2, que pendant une fraction de seconde.

La consommation moyenne de ce montage est donc très faible et l'on a réalisé ainsi un excellent générateur d'impulsions très espacées. Comme T_1 et T_2 sont conducteurs pendant ces impulsions, il est possible d'obtenir alors un courant relativement important dans le transistor T_2.

3. — Univibrateurs (monostables).

Les circuits que nous allons étudier maintenant sont du type monostable, c'est-à-dire, qu'ils ont un état stable, dans lequel ils peuvent demeurer indéfiniment, et qu'ils ne quitteront que sous l'influence d'une commande extérieure. Ayant reçu cette commande, un tel circuit passe dans un autre état, état *quasi stable,* qu'il quittera *spontanément* au bout d'un certain temps, appelé *période,* pour revenir à son état *stable.* Il faudra encore compter une durée minimale, appelée *temps de récupération,* pour que le montage soit apte à refonctionner exactement de la même façon sous l'influence d'une nouvelle commande.

3-1. — *REALISATION ENTIEREMENT EN T.E.C.*

Montage

Le schéma d'un monostable réalisé au moyen de deux T.E.C. est reproduit sur la figure 3-6. Dans ce montage, T_1 peut être un MOST, mais T_2 doit être obligatoirement un T.E.C.

L'état de repos du montage est le suivant : la grille de T_2 est portée, à travers la résistance R, au potentiel p qui a été choisi tel que T_2 débite nettement. Le plus souvent, p étant franchement positif, le courant grille-source de T_2 limite le potentiel grille de ce T.E.C. à environ $+ 0{,}6$ V.

Comme T_2 débite, le potentiel de son drain a une valeur basse, b. Le pont de résistances R_3-R_4, retournant au point de potentiel $-E'$, porte donc la grille de T_1 à un potentiel négatif $-k$ suffisamment bas pour bloquer ce T.E.C. Son drain est donc au potentiel $+ E$.

Basculement commandé

Les formes d'onde de la figure 3-7 nous permettent de comprendre ce qui se passe quand une impulsion négative va être appliquée en

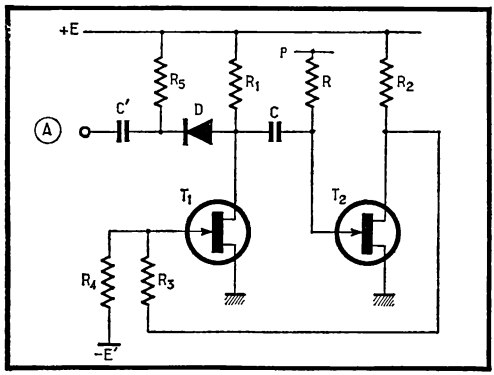


Fig. 3-6 (ci-dessus). — Univibrateur (monostable) à deux T.E.C. A l'état normal, T_1 est bloqué et T_2 débite. Une impulsion négative en (A) amorce le premier basculement. Au bout d'un certain temps, le tout rebascule spontanément. Exemple de réalisation : + E = 12 V, T_1 = T_2 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4 — 4 —, R_1 = R_2 = 3,3 kΩ, R_3 = 100 kΩ, R_4 = 33 kΩ si — E' = — 6 V, C selon période, R>47 kΩ, C' = 10 nF.

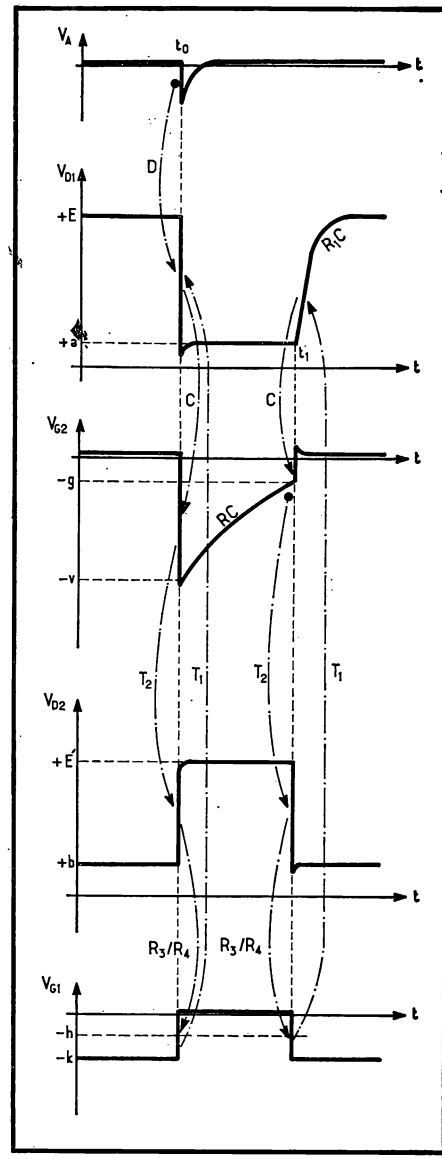


Fig. 3-7. (ci-contre). — Formes d'ondes de l'univibrateur de la figure 3-5. Les flèches en traits mixtes indiquent les actions qui, à partir d'une forme d'onde, déclenchent une autre action. Pour le premier basculement, tout part (point rond sur la flèche) de l'impulsion de déclenchement au temps t_0. Le second basculement, au temps t_1, est déclenché par l'arrivée du potentiel de G_2 à — **g**.

A. L'anode de la diode D, portée normalement au potentiel de repos + E par la résistance R_5, se trouve momentanément amenée par l'impulsion, transmise par C', à un potentiel inférieur à E. La diode devient conductrice, et transmet au drain de T_1 une diminution de potentiel, comme le montre la flèche en trait mixte située tout en haut des courbes de la figure 3-7. Cette flèche part du point rond, situé à côté de l'impulsion appliquée en A à l'instant t_0, pour montrer que c'est de là que va partir le phénomène.

L'abaissement du potentiel drain de T_1 est transmis par le condensateur C, ainsi que le montre la flèche correspondante, à la grille de T_2 qui devient négative.

Le T.E.C. T_2 commençant à se bloquer, l'action amplificatrice de T_2 (représentée par la flèche en trait mixte repérée par la lettre T_2), fait remonter le potentiel drain de T_2. Cette remontée, transmise par le pont R_3-R_4, ainsi que le montre la flèche correspondante sur la figure 3-7, à la grille de T_1, provoque un déblocage de ce T.E.C.

Ce déblocage, en raison de l'action amplificatrice de T_1, va provoquer une diminution encore plus importante du potentiel drain de T_1, cette action étant représentée sur les formes d'onde de la figure 3-7 par la grande flèche en trait mixte montante repérée par la lettre T_1. C'est cette dernière action qui « boucle » l'effet cumulatif.

L'ensemble du montage est maintenant arrivé dans son état quasi stable. Le potentiel drain de T_1 est tombé à la valeur $+ a$, amenant par là le potentiel grille de T_2 à la valeur $- v$, et bloquant ainsi T_2, dont le drain est remonté très rapidement au potentiel $+ E$.

En raison des valeurs choisies pour les résistances R_3 et R_4, ainsi que pour la tension négative $- E'$, la grille de T_1 devrait être portée à un potentiel positif. Si T_1 est un MOST, il se peut qu'il en soit ainsi, mais, s'il s'agit, comme sur la figure 3-6 d'un T.E.C., le courant grille-source de ce dernier écrête alors le potentiel grille de T_1 à une valeur très faiblement positive.

Rebasculement spontané

Les potentiels des différentes électrodes resteront constants, à l'exception de celui de la grille de T_2 qui va remonter suivant une exponentielle de constante de temps RC, vers p.

C'est à l'instant t_1 que ce potentiel atteindra la valeur $- g$, qui correspond au déblocage de T_2 (cette valeur $- g$ est très voisine du V_p de T_2).

Le gros point rond situé à côté de la cassure de forme d'onde intervenant sur V_{g2} à l'instant t_1, indique que c'est de là que va partir l'action permettant le nouveau basculement. La flèche en trait mixte, marquée T_2, montre que le rôle amplificateur de ce T.E.C. va entraîner une baisse de son potentiel drain.

La flèche en trait mixte tout à fait en bas et à droite de la figure 3-7, repérée par R_3-R_4, indique la transmission de l'abaissement de potentiel du drain de T_2 à la grille de T_1, ce qui rebloque ce dernier et cause la remontée de son potentiel de drain.

Cette remontée, transmise à la grille de T_2 par le condensateur, « reboucle » le phénomène cumulatif, accélérant ainsi le reblocage de T_2 et le déblocage de T_1.

Au moment du reblocage de T_1, la remontée de potentiel du drain de ce dernier T.E.C. sera beaucoup plus grande que la valeur g. Le condensateur C tendra donc à amener la grille de T_2, d'abord au potentiel zéro, ensuite à un potentiel positif. Comme il s'agit d'un T.E.C. à jonction, le courant grille-source va écrêter le potentiel de source à zéro, ou, plus exactement, à une valeur légèrement positive, et il faudra que le condensateur C se recharge, à travers R_1 et la jonction grille-source de T_2, pour que tout l'ensemble revienne à son état primitif.

Il en résulte, pendant la recharge de C, un léger dépassement du potentiel grille de T_2, montant assez nettement au-dessus de zéro. L'effet de ce dépassement se fera également sentir sur le potentiel drain de T_2, qui descendra momentanément un peu en dessous de $+ b$. C'est la durée de la recharge de C, à travers R_1 et la jonction grille-source de T_2, qui va déterminer le temps de récupération du monostable. Suivant la précision avec laquelle on souhaite que le monostable ait récupéré son état initial, nous considérerons que ce temps est égal au produit par 3 (précision 5 %) ou par 4,7 (précision 1 %) de la constante de temps $R_1 C$.

Choix des composants

Dans la détermination des éléments de ce monostable, les valeurs les plus critiques sont celles des résistances R_3 ou R_4 ou, plus exactement, du rapport des valeurs de ces deux résistances. Ces deux éléments peuvent être de valeur très élevée, puisqu'ils commandent une grille de T.E.C. ou de MOST.

On souhaite que, quand le potentiel drain de T_2 est égal à $+ E$, le pont R_3-R_4 porte la grille de T_1 à un potentiel positif (dans le cas d'un T.E.C.) ou même à un potentiel situé au-delà de la valeur nécessaire pour obtenir le courant drain désiré (dans le cas d'un MOST). Comme on peut, en première approximation, négliger la valeur de R_2 par rapport à celle de R_3 et R_4, le potentiel maximal que peut prendre la grille de T_1, en négligeant un éventuel courant grille, sera de :

$$d = \frac{E R_4 - E' R_3}{R_3 + R_4} .$$

Il faut, d'autre part, étant donné la valeur b du potentiel drain de T_2 quand ce dernier est conducteur, que l'on assure alors un blocage correct du T.E.C. T_1. Si la tension de blocage de ce dernier est de $-h$, on doit donc avoir :

$$\frac{b R_4 - E' R_3}{R_3 + R_4} < -h$$

(nous avons parlé de $-h$, en réalité il peut s'agir d'une valeur positive si T_1 est un MOST à enrichissement).

Le grand avantage de ce monostable est de permettre la réalisation d'une période $t_1 - t_0$ très grande. On peut, en outre, obtenir un temps de récupération faible par rapport à la période, cette dernière étant liée à la valeur de la constante de temps R C, alors que le temps de récupération est proportionnel à R_1 C. Comme on peut prendre R très supérieur à R_1, on peut avoir un très grand rapport entre la période et le temps de récupération.

La valeur de p agit sur la période ; plus p est positif, plus celle-ci est courte. En aucune façon, p ne doit être inférieur à la tension de blocage de T_2.

3-2. — *REALISATIONS MIXTES A T.E.C. ET TRANSISTORS A INJECTION*

Dans le montage monostable représenté sur la figure 3-6, il est parfaitement possible de remplacer T_1 par un transistor *n-p-n* à injection. Un tel montage fonctionnerait tout à fait de la même façon que celui que nous avons étudié, en permettant d'utiliser une résistance R considérable, donc d'obtenir une période très longue.

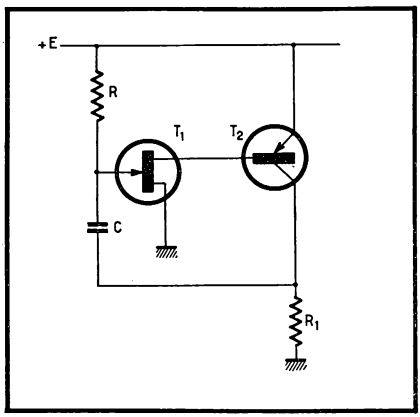


Fig. 3-8. — Monostable mixte, sans son système de déclenchement. Au repos, les T.E.C. T_1 et le p-n-p T_2 sont conducteurs. Exemple de réalisation :
T_1 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4 — 2 —,
T_2 = 2 N 2904 ou D 29 A 4, + E = 12 V,
R_1 = 4,7 kΩ, R>100 kΩ, C selon période.

L'emploi mixte de T.E.C. et d'un transistor *p-n-p*, tel qu'il est schématisé sur la figure 3-8, permet de réaliser un monostable beaucoup plus simple.

Dans ce montage, l'état de repos normal est celui où le T.E.C. T_1 est conducteur, et où T_2 se trouve saturé. Pour amorcer le premier basculement de ce monostable, il faut faire diminuer le courant base de T_2, ou le potentiel grille de T_1, ce qui revient au même.

Un moyen simple pour y arriver consiste à injecter, sur le drain

de T_1, un courant au moyen d'une diode D, ainsi que le montre la figure 3-9.

Les résistances R_2 et R_3 qui figurent dans ce montage ont pour but d'amener le potentiel moyen de l'anode de la diode à une valeur légèrement inférieure à $+E$, et de l'ordre du potentiel base de T_2.

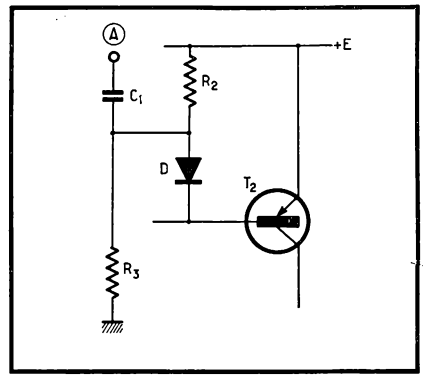


Fig. 3-9. — Méthode de déclenchement du monostable de la figure 3-8 par une impulsion positive en (A), provoquant le blocage momentané de T_2. Exemple de réalisation : R_2 = 10 kΩ, R_3 = 10 kΩ, D = 24 P 4, C_1 = 1 nF.

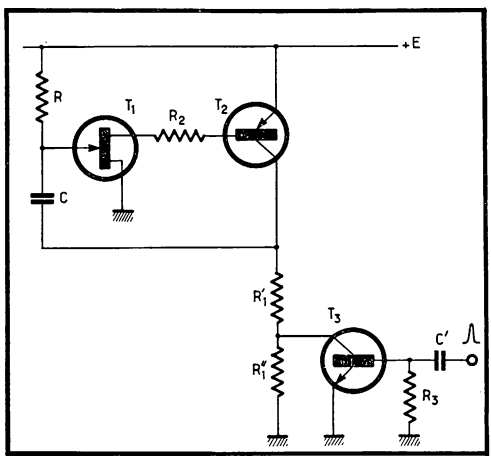


Fig. 3-10. — Autre méthode de déclenchement du monostable de la figure 3-8 : le transistor T_3, quand il reçoit une impulsion positive sur sa base, se débloque et court-circuite momentanément une partie de la résistance collecteur de T_2. La résistance R_2 limite le courant base de T_2. Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4 — 2 —, T_2 = D 29 A 4, T_3 = 2 N 2923, R'_1 = R''_1 = 3,3 kΩ, R_2 = 47 kΩ, R_3 = 2,2 kΩ, C' = 1 nF.

Dans ces conditions, la diode D reste bloquée, jusqu'à ce qu'une impulsion positive soit appliquée au point A, provoquant l'envoi par C_1 et D d'un courant sur le drain de T_1. Ce courant vient réduire d'autant le courant base de T_2 (rappelons que ce dernier va, suivant le sens conventionnel du courant, de la base de T_2 au drain de T_1), ce qui désature T_2, et amorce le basculement.

Un autre moyen d'amorcer ce basculement consiste à réduire momentanément la valeur de la résistance R_1. On peut constituer celle-ci, comme dans le cas du montage de la figure 3-10, au moyen de deux résistances R'_1 et R''_1, dont on court-circuite l'une d'entre elles par un transistor (ici T_3, normalement bloqué).

Dans un montage de ce type, le transistor T_2 ne doit pas être trop fortement saturé. Il faut, en effet, que l'on puisse abaisser le potentiel de son collecteur sans avoir à réduire abusivement la résistance de charge de ce dernier. C'est la raison pour laquelle on a placé une résistance, R_2, en série dans la connexion grille de T_2. Ainsi, le courant base de T_2 étant limité, il est plus facile de réduire le potentiel collecteur de ce transistor par diminution momentanée d'une partie de sa résistance de charge.

Que l'on ait déclenché le monostable au moyen d'une diode (figure 3-9), ou par le transistor T_3 de la figure 3-10, une fois le basculement amorcé, il se poursuit jusqu'au blocage des deux transistors. Il faut, pour cela, que la tension d'alimentation E soit notablement supérieure à la tension V_p de T_1. En effet, le transistor T_2, passant de la saturation au blocage, présentera sur son collecteur un signal descendant d'une amplitude voisine de E. Ce signal sera intégralement retransmis par C à la grille de T_1. Le potentiel de cette dernière, juste avant le basculement, étant voisin de zéro (écrêtage par le courant grille-source), ce potentiel arrivera à — E tout de suite après le basculement. Cette valeur devra donc être suffisamment négative pour bloquer nettement T_1.

Une fois les deux transistors bloqués, le courant qui traverse R va provoquer la remontée lente du potentiel grille de T_1. Quand ce potentiel atteindra une valeur suffisamment élevée pour que T_1 commence à conduire, l'effet cumulatif inverse s'amorcera, amenant T_1 à la conduction, et T_2 à la saturation. Il faudra que le condensateur C se recharge à cet instant, ce qui commencera dès que le potentiel de son armature supérieure (reliée à la grille de T_1), sera suffisamment positif pour que la jonction grille-source de T_1 devienne conductrice.

Ce type de monostable, permettant des fonctionnements de très longue durée, a le grand avantage d'être extrêmement simple.

3-3. — *MONOSTABLES A TRES LONGUE PERIODE*

L'utilisation des T.E.C. permet d'obtenir des périodes très longues, puisque l'on peut employer des résistances très grandes pour constituer la constante de temps R C dans les montages des figures 3-6, 3-8 et 3-10.

Précautions technologiques

Il convient, si l'on veut pousser les performances au maximum en ce qui concerne cette durée, de prendre les précautions habituelles relatives aux circuits de très haute résistance. Le montage doit être à l'abri de l'humidité, dans une enceinte étanche contenant un dessséchant. Si l'on veut pousser les performances au maximum, on a intérêt à placer dans cette enceinte un « desséchant primaire »

comme le gel de silice du type *Actigel* (marque déposée) dont l'action est complétée par un « desséchant secondaire », qui peut être du perchlorate de magnésium, dont une variété existe sous le nom commercial de *Gammagel U.*

Il faudra, bien entendu, choisir le condensateur C de la constante de temps pour qu'il présente, par lui-même, une fuite extrêmement réduite. On y arrive en général assez facilement avec les modèles à film plastique, donc le diélectique peut être du *Styroflex* ou du *Mylar* (ces marques sont déposées). Bien entendu, le T.E.C. lui-même devra être choisi en conséquence.

Avec un type de T.E.C. dont le courant grille est inférieur à 50 pA, soit 5.10^{-11} A, on peut utiliser en toute sécurité une résistance de 10^9 Ω (le courant grille du T.E.C. n'y provoquerait qu'une chute de tension de 0,05 V). Une telle résistance, associée à un condensateur de 4,7 μF, donne une constante de temps de 4 700 s, soit environ 1 h 20 mn.

Si l'on veut augmenter encore plus la période du monostable, il faudra choisir un T.E.C. dont le courant grille soit très réduit. Il en existe dont on garantit un courant grille inférieur à 10 pA. Avec un tel T.E.C., il sera possible d'utiliser une résistance allant jusqu'à 5.10^9 Ω, ce qui nous amènera à une constante de temps de l'ordre de 7 heures avec un condensateur de 4,7 μF.

Utilisation d'un MOST

Pour aller encore plus loin, il sera pratiquement nécessaire de prendre un MOST à la place du T.E.C., mais il faudra, dans ces conditions, modifier le schéma. En effet, lors du fonctionnement du monostable, nous avons vu que l'on utilisait la conduction de la jonction grille-source du T.E.C.

Pour ramener le condensateur C à sa charge initiale, comme nous ne pouvons plus utiliser la conduction de cette jonction, il est possible d'employer un contact mécanique, comme sur le montage de la figure 3-11.

Dans ce monostable, la polarisation $+ p$ est suffisante pour maintenir à l'état de conduction le MOST T_1. Si ce dernier est du type enrichissement-déplétion, on pourrait prendre une valeur nulle pour $+ p$, mais il faudrait trouver un autre moyen d'amorcer le basculement.

Avec une valeur positive de p, en supposant un MOST à enrichissement à canal n, le fonctionnement est le suivant. Lorsque l'on bascule le contact K, on « libère » la grille de T_1 et l'on applique à l'extrémité supérieure de la résistance R_3 une impulsion positive. Cette dernière est transmise par C' et la diode D à la base de T_2, faisant diminuer le courant de cette dernière.

La réduction du courant base de T_2 entraîne une réduction de son courant collecteur, donc du potentiel de ce collecteur, donc un abaissement du potentiel grille du MOST, amorçant ainsi l'effet régénératif qui se poursuit jusqu'au blocage des deux transistors.

Nous supposons que, après avoir été placé dans la position figurée en pointillé, le contact K y reste aussi longtemps qu'il sera nécessaire.

Le blocage des deux transistors se maintiendra jusqu'à ce que la variation de potentiel aux bornes de C, en raison du courant passant dans R, ait amené le MOST au début de la conduction. A ce moment, le phénomène régénératif a lieu en sens inverse et l'ensemble rebascule, les deux transistors redevenant conducteurs. La grille du MOST est alors portée à un potentiel fortement positif, mais la résistance R_2 limite le courant drain du MOST. Pour amorcer un nouveau fonctionnement, il faudra d'abord ramener le contact K en position supérieure (en trait plein sur la figure 3-11).

Pour profiter pleinement des possibilités du MOST, il faut que le contact K ait un excellent isolement. Un bon moyen pour y arriver, consiste à utiliser un interrupteur sous ampoule de verre, du type I.L.S. (interrupteur à lame souple), commandé par un champ magnétique. Ce type d'interrupteur présente, en outre, l'avantage de pouvoir être placé à l'intérieur de l'enceinte étanche où l'on doit obligatoirement loger le MOST, la résistance R et le condensateur C, pour protéger ces éléments de l'humidité. On commande l'interrupteur de l'extérieur par un champ magnétique (bobine ou aimant déplacé mécaniquement), à condition que l'interrupteur ait été placé près de la paroi de l'enceinte étanche, et, bien entendu, que cette paroi ne soit pas magnétique.

Avec un monostable de ce type, rien ne s'oppose, si l'on trouve un condensateur C d'isolement adéquat, à la réalisation d'un monostable dont la période peut se chiffrer en semaines, ou même en mois.

4. — Circuits bistables.

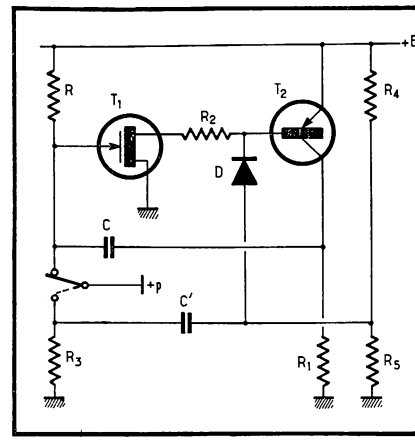
Les montages que nous allons envisager maintenant sont du type bistable, c'est-à-dire qu'ils seront dans un état ou dans un autre, et pourront rester dans un de ces deux états aussi longtemps qu'une impulsion (ou une commande) ne les aura pas fait passer dans l'autre.

Il y a essentiellement deux catégories de circuits bistables :

— Le type trigger de Schmitt, pour lequel le passage d'un état à l'autre est déterminé par le franchissement d'un certain seuil de tension sur une électrode du montage ;

— Le bistable du type Eccles-Jordan, pour lequel le passage d'un état à l'autre est déclenché par une impulsion.

Fig. 3-11. — Monostable à MOST (pour durée très longue). Le fonctionnement est analogue à celui du montage de la figure 3-8 avec déclenchement comme sur la figure 3-9, mais avec un contact pour assurer le potentiel initial de la grille du MOST. Exemple de réalisation : + E = 12 V, T_1 = MD 3 — 2 — (par exemple 2 N 3796), (**Motorola**), T_2 = D 29 A 4 (**Sescosem**), D = 34 P 4, + E = 12 V, + p = 6 V, R_1 = 10 kΩ, R_2 = 47 kΩ, R_3 = 2,2 kΩ, R_4 = 10 kΩ, R_5 = 47 kΩ, C' = 0,1 μF, C selon période (plus de 10 nF), R selon période (jusqu'à 10^{13} Ω).



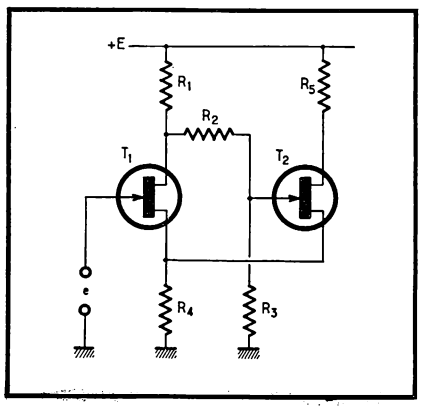


Fig. 3-12. — Trigger de Schmitt à deux T.E.C. Quand **e** augmente, partant de zéro, T_1 est bloqué et T_2 conducteur. Pour le franchissement par **e** d'un certain seuil (dit « seuil haut » ou « seuil montant ») **a**, il y a basculement, T_1 débite et T_2 se bloque. Quand **e** redescend, lors du franchissement d'un second seuil, **b**, inférieur à **a**, dit « seuil bas » ou « seuil descendant », le basculement inverse a lieu. Ce montage transforme en signaux rectangulaires (sur le drain de T_2) une forme d'onde quelconque d'amplitude suffisante appliquée à la grille de T_1. Exemple de réalisation : + E = 12 V, T_1 = T_2 = 2 N 3823 (ou T 4 — 4 —), R_1 = 4,7 kΩ, R_2 = 270 kΩ, R_3 = 180 kΩ, R_4 = 1 kΩ, R_5 = 1 kΩ.

L'intérêt des T.E.C. dans ces types de bistables est double ; ils permettent des montages dans lesquels l'énergie nécessaire au déclenchement est extrêmement faible et ils rendent possibles des réalisations consommant un courant très faible.

4-1. — *TRIGGER DE SCHMITT*

Une première réalisation possible de Trigger de Schmitt, utilisant exclusivement des T.E.C. est schématisée sur la figure 3-12.

Basculement par une tension croissante

Le fonctionnement en est le suivant. Supposons que, initialement, le potentiel de la grille de T_1 (*e*) soit presque nul ; ce T.E.C. est alors bloqué, son drain est presque au potentiel + E. (Pas exactement à

cette dernière valeur, en raison du courant qui traverse R_1, et s'en va à la masse à travers R_2 et R_3.)

La grille de T_2 est donc maintenue à un potentiel positif, ce T.E.C. est conducteur, et amène sa source à un potentiel également positif, supérieur à celui de sa grille. C'est ce potentiel positif qui bloque T_1.

Si nous augmentons maintenant *e*, au-delà d'une certaine valeur de potentiel grille de T_1, le courant drain va commencer à passer dans T_1. Il en résultera un abaissement du potentiel drain de T_1, abaissement retransmis par le pont R_2-R_3 à la grille de T_2. Ce dernier, fonctionnant à peu près en montage drain commun (« Sourçodyne » ou source asservie), va provoquer une diminution du potentiel des sources de T_1 et T_2.

Nous arrivons ici au point délicat de l'explication du fonctionnement. Du fait de l'augmentation de *e*, le courant drain (ou source) de T_1 augmente, pendant que celui de T_2 diminue. Ce qu'il est essentiel de noter, c'est que cette *diminution* est beaucoup *plus importante* que n'est l'*augmentation* du courant de T_1, ce dernier étant commandé directement par *e*, alors que T_2 est commandé après un étage amplificateur. La *somme* des courants de T_1 et de T_2 va donc *décroître*, provoquant la diminution du potentiel des sources, ce qui amorce un effet cumulatif, amenant le courant de T_1 à une valeur relativement élevée et bloquant T_2. C'est le premier basculement.

Basculement par une tension décroissante

Ce basculement a eu lieu quand la valeur de *e* a franchi en croissant un seuil *a*. Si, maintenant, *e* diminue, nous verrons la valeur de *e* repasser par le seuil *a*, sans qu'aucun basculement ne se produise. Le potentiel des sources de T_1 et de T_2 s'étant abaissé, il faudra que *e* diminue nettement en dessous de *a* pour amorcer le basculement opposé. C'est pour une valeur de seuil *b*, inférieure à *a*, que le basculement aura lieu.

Hystérésis

L'écart entre les seuils *b* et *a*, analogue à un hystérésis, peut sembler gênant alors qu'il est, en réalité, très précieux. Il permettra, en particulier, de ne pas être gêné par une composante parasite affectant la tension *e* (une fluctuation aléatoire du genre bruit, par exemple).

La vitesse de basculement du montage n'est, en aucune façon, influencée par la vitesse avec laquelle la tension *e* franchit les valeurs de seuil, elle ne dépend que des performances du montage.

L'écart des seuils peut être réglé en agissant sur le taux de réaction positive du montage. On l'augmente en augmentant le rapport R_3-R_2 ou en diminuant la résistance de source R_4.

On a intérêt à maintenir cet écart à une valeur relativement basse, tout simplement pour que, au moment du premier basculement (*e* franchissant en montant le seuil *a*), le potentiel des sources ne tombe pas en dessous du seuil *a*. Si ce potentiel tombait en dessous de *a*, il pourrait y avoir un courant grille-source dans T_1, ce qui est à éviter, le but fondamental de l'utilisation des T.E.C. dans le trigger de Schmitt étant précisément d'obtenir un montage qui ne nécessite qu'un courant de commande négligeable. Il est bien évident qu'un tel danger n'existe pas si T_1 est un MOST, ce qui est parfaitement possible sans aucune modification du schéma.

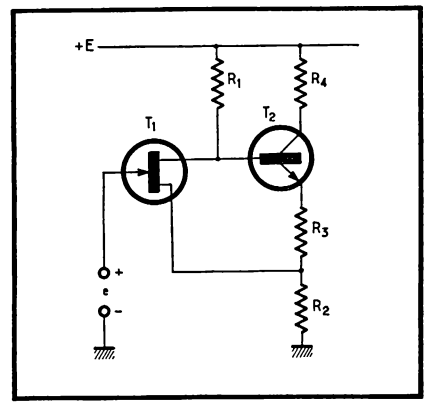


Fig. 3-13. — Type de Trigger de Schmitt mixte simplifiée, nécessitant un T.E.C. de pente s_0 suffisamment élevée. Le transistor T_2 fonctionne en collecteur commun. Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4— 4 +, T_2 = 2 N 1711, + E = 12 V, R_1 = 3,3 kΩ, R_2 = 100 Ω, R_3 = 220 Ω, R_4 = 82 Ω.

Dans un autre sens, il n'est pas recommandé de rapprocher trop les seuils du trigger. Si ces derniers venaient à se confondre, nous n'aurions plus un véritable fonctionnement régénératif, c'est-à-dire un vrai basculement.

L'avantage du T.E.C. sur le transistor à injection dans le trigger du Schmitt est ici très important ; dans les trigger de Schmitt à transistors classiques, on doit se limiter à des écarts de seuils très faibles (0,1 ou 0,2 V), sous peine d'avoir un mauvais fonctionnement. Avec les T.E.C., et surtout avec les MOST, il est possible de pousser cet écart à plusieurs volts sans inconvénient, ce qui peut être très utile pour l'élimination d'une composante parasite de la tension *e*.

Trigger mixte à T.E.C. et n-p-n

Il est possible de réaliser un trigger de Schmitt mixte à T.E.C. et transistor à injection. Le schéma de la figure 3-13 en donne un exemple. Dans ce montage, le transistor T_2 est monté en collecteur commun (la résistance R_4, très faible, peut être supprimée sans aucun inconvénient).

Quand, en augmentant *e*, on provoque le passage d'un courant drain dans T_1, il en résulte un abaissement du potentiel drain en raison de la chute de tension dans R_1. Cet abaissement est transmis par l'étage collecteur commun T_2 et le pont R_2-R_3, à la source de T_1, bouclant ainsi l'effet cumulatif. Là aussi, on limitera le taux de réaction (en limitant le rapport R_2-R_3), pour éviter que T_1 ne risque de débiter du courant dans sa jonction grille-source. On peut supprimer ce danger en remplaçant T_1 par un MOST.

Il y a beaucoup de réalisations possibles de trigger de Schmitt mixtes. Nous en citerons une autre, un peu plus compliquée, mais aux possibilités assez étendues. C'est celle qui correspond au schéma de la figure 3-14.

Dans ce montage, les transistors T_2 et T_3 constituent un amplificateur différentiel, du type L.T.P. Le potentiomètre P, agissant sur les potentiels des bases de T_2 et T_3, règle l'équilibre initial de cet étage L.T.P.

Le courant consommé par T_1 dérange cet état d'équilibre, faisant baisser le potentiel base de T_2, augmentant le courant de ce transistor, et réduisant celui de T_3. Le potentiel collecteur de T_3 diminue, ce qui introduit un effet régénératif, puisque ce collecteur est lié à la source du T.E.C. qui commence à débiter.

Ce type de montage permet de régler les valeurs des seuils en même temps que leur écart en agissant sur la position du potentiomètre P. Les seuils peuvent être positifs ou négatifs, il peut même se faire que l'un des deux soit positif et l'autre négatif, selon le réglage de P.

4-2. — *BASCULES DU TYPE ECCLES JORDAN*

Nous n'insisterons que très peu sur ce type de bistable, tant il est voisin, dans sa réalisation avec deux T.E.C., des montages correspondants à tubes électroniques. Le schéma en est indiqué sur la figure 3-15.

Dans ce montage, les éléments ont été choisis de telle sorte que l'ensemble soit symétrique. On a pris $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$. Les deux T.E.C. ont également des caractéristiques analogues.

Les états possibles

Le choix des éléments a été fait pour que, quand un des deux T.E.C. débite, par exemple T_1, il provoque le blocage de l'autre, ici T_2, par le pont de résistances R_4-R_6. Réciproquement, lorsque l'un des T.E.C. est bloqué, par exemple T_2, l'ensemble des résistances R_3 et R_5 tend à amener la grille de l'autre T.E.C. à une

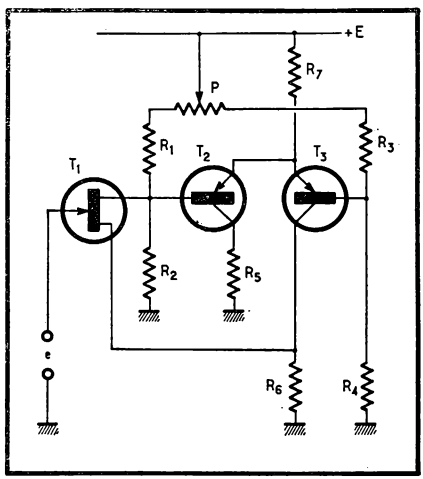
valeur positive, le potentiel de cette grille étant nivelé à zéro par le passage du courant grille-source.

Ce montage a donc deux états possibles :

— T_1 bloqué et T_2 conducteur ;

— T_2 bloqué et T_1 conducteur.

Fig. 3-14. — Trigger de Schmitt utilisant un T.E.C. dont le courant drain déséquilibre un amplificateur symétrique du type L.T.P., deux p-n-p, la réaction ayant lieu sur la source du T.E.C. Exemple de réalisation : + E = 12 V, T_1 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 3 — 3 —, T_2 = T_3 = D 29 A 4 (**Sescosem**), P = 5 kΩ, R_1 = R_3 = 2,2 kΩ, R_2 = R_4 = 10 kΩ, R_5 = 470 Ω, R_6 = 820 Ω, R_7 = 1,5 kΩ.



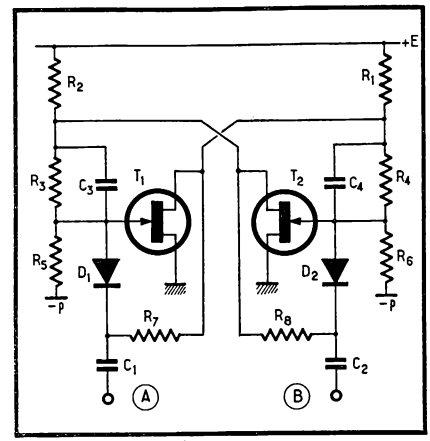


Fig. 3-15. — Type de bistable symétrique du genre Eccles-Jordan. Quand un des T.E.C. est bloqué, il amène l'autre à la conduction, quand un T.E.C. conduit, il bloque l'autre. Les impulsions négatives appliquées en (A) et (B) arrivent aux grilles par les diodes, provoquant le basculement. Exemple de réalisation : T_1 = T_2 = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 3 — 3 +, D_1 = D_2 = 34 P 4, + E = 12 V, — p = — 12 V, R_1 = R_2 = 10 kΩ, R_3 = R_4 = 220 kΩ, R_5 = R_6 = 270 kΩ, R_7 = R_8 = 220 kΩ, C_1 = C_2 = 100 pF, C_3 = C_4 = 15 pF.

Nous allons voir maintenant comment, au moyen d'une impulsion, on peut faire passer le montage d'un état dans l'autre. Ce changement d'état sera déclenché par une impulsion négative appliquée, à travers une diode, à la grille du T.E.C. qui conduit.

Supposons, par exemple, que T_1 conduise et que T_2 soit bloqué. Le potentiel drain de T_1 est donc relativement faible, celui de T_2 étant presque égal à + E. (Il faut tenir compte d'une légère chute de tension dans R_2, en raison du courant qui passe dans R_3 et dans la jonction grille-source de T_1.)

Si cet état dure depuis un temps suffisant, les charges des condensateurs C_1 et C_2 par les résistances R_7 et R_8 sont terminées. Le potentiel de l'armature supérieure de C_1 est donc relativement faible, celui de l'armature supérieur de C_2 étant presque égal à + E.

Basculement

Envoyons maintenant une impulsion négative, simultanément aux deux points A et B. Le potentiel de la cathode de D_1 est, comme nous l'avons dit, relativement bas, celui de la cathode de D_2 étant presque égal à + E. Par conséquent, comme ces potentiels s'abaissent tous les deux de la même valeur (l'amplitude de l'impulsion), celui de la cathode de D_1 deviendra fortement négatif quand celui de la cathode de D_2 sera encore positif. La diode D_1 conduira donc la première et rendra négative la grille de T_1, amorçant le blocage de ce T.E.C. et le basculement de l'ensemble.

Quand ce basculement aura eu lieu, le potentiel de la cathode de D_2 va se mettre à descendre, celui de la cathode D_1 se mettant à remonter. Au bout d'un temps suffisant, déterminé par les constantes de temps $R_7 C_1$ et $R_8 C_2$, les potentiels de ces cathodes auront « permuté » leurs valeurs primitives. Si une nouvelle impulsion négative est appliquée simultanément à A et à B, ce sera maintenant la diode D_2 qui conduira, ce qui est exactement la condition nécessaire pour bloquer le T.E.C. T_2.

Rôle des diodes

La polarisation des cathodes des diodes, réalisée au bout d'un certain temps à travers les résistances R_7 et R_8, a permis de n'appliquer l'impulsion négative de blocage qu'au T.E.C. qui devait être bloqué. Bien entendu, si l'on avait appliqué aussi une impulsion négative sur la grille du T.E.C. déjà bloqué, cette impulsion n'aurait eu, apparemment, aucun effet. En réalité, elle aurait fortement perturbé le fonctionnement, puisqu'elle serait venue contrecarrer l'influence du signal appliqué par le pont de résistances qui commande la grille du T.E.C. bloqué. Ce pont doit transmettre à cette grille un signal positif, débloquant le T.E.C. correspondant.

Les diodes D_1 et D_2 jouent donc le rôle d'un aiguillage, n'envoyant le signal de blocage qu'au seul T.E.C. que l'on doit bloquer, le changement de position de cet « aiguillage » n'étant commandé qu'un certain temps après le basculement, pour préparer le basculement suivant.

Les constantes de temps $R_7 C_1$ et $R_8 C_2$, le plus souvent égales entre elles, doivent être choisies suffisamment longues par rapport à la durée du basculement et de l'impulsion de commande, mais relativement courtes par rapport à la durée minimale qui doit séparer deux basculements successifs.

Les condensateurs C_3 et C_4 ne sont pas indispensables au fonctionnement. Ils servent simplement à accélérer un peu le basculement ; il ne faut pas du tout confondre leur rôle avec celui qu'auraient des condensateurs de ce type dans un montage déclenché,

comme cela se fait, par des impulsions négatives appliquées sur les drains. Dans ce cas, la théorie du fonctionnement est tout autre, elle est d'ailleurs beaucoup plus complexe.

4-3. — *BASCULES A MOST COMPLEMENTAIRES*

Inverseur à MOST complémentaires

En utilisant deux MOST, tous deux du type à enrichissement, l'un à canal *p*, T_1, et l'autre à canal *n*, T_2 (figure 3-16), on peut constituer un montage que l'on appelle dans la terminologie des circuits logiques, un « inverseur ».

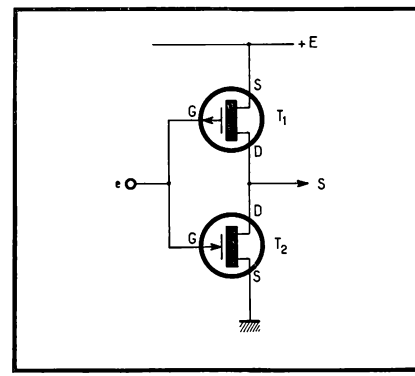


Fig. 3-16. — Etage « inverseur », à deux MOST complémentaires : quand **e** est au potentiel zéro, T_1 est débloqué et T_2 bloqué (MOST à enrichissement), la sortie S est à + E ou presque. Quand **e** est au potentiel + E, T_1 est bloqué (MOST à enrichissement) et T_2 est conducteur, la sortie S est presque au potentiel zéro. Type de réalisation : + E = 12 V, T_1 = P 5, T_2 = M 5.

En effet, si nous portons l'entrée de ce montage (les grilles des deux MOST) au potentiel + E, T_1 se trouve bloqué, alors que T_2 est rendu conducteur. La connexion de sortie S est donc reliée à la masse par l'intermédiaire du canal de T_2, ce dernier étant conducteur. Nous trouverons donc sur S un potentiel pratiquement nul.

Inversement, si l'entrée du montage se trouve reliée à la masse ($e = 0$), c'est T_1 qui est conducteur, et T_2 qui se trouve bloqué. La connexion de sortie S est donc reliée au + E par l'intermédiaire du canal de T_1. On trouvera donc, sur cette connexion, un potentiel très voisin de + E.

Circuit bistable

Il suffit de deux inverseurs interconnectés pour réaliser un bistable. Nous répéterons donc deux fois le montage de la figure 3-16, ce qui nous donnera celui de la figure 3-17. Dans ce basculeur, il y a deux états possibles :

— T_1 est conducteur ainsi que T_4, T_2 et T_3 étant bloqués, le potentiel du point A est alors voisin de + E celui de B étant presque nul ;

— T_2 et T_3 sont conducteurs, T_1 et T_4 étant bloqués ; c'est-à-dire que, maintenant, c'est le potentiel du point A qui est presque nul, celui de B étant voisin de + E.

Une telle réalisation peut paraître compliquée. Elle a cependant un intérêt fondamental : la consommation d'un tel basculeur est rigoureusement nulle en dehors des instants de basculement. En effet, puisqu'il y a toujours l'un des deux MOST en série qui est bloqué (T_1 ou T_2, T_3 ou T_4), il ne peut y avoir de courant qui circule, depuis + E vers la masse, à travers les deux MOST en série. Comme il ne faut aucun courant pour polariser les grilles de chaque groupe de MOST, la consommation est rigoureusement nulle. C'est là un exemple unique dans toute l'électronique.

Evidemment, cette consommation cesse d'être nulle si l'on désire prélever une énergie quelconque sur le point A ou sur le point B. En effet, si c'est le point B qui doit fournir un certain courant à un circuit d'utilisation, il faut que la source fournisse un courant, par exemple à travers T_3 si ce dernier est débloqué.

Néanmoins, le seul courant consommé à la source sera celui que le montage fournira à une utilisation extérieure. On peut dire, en quelque sorte, que le « rendement » du montage est rigoureusement de 100 %.

Bistable à commande unique

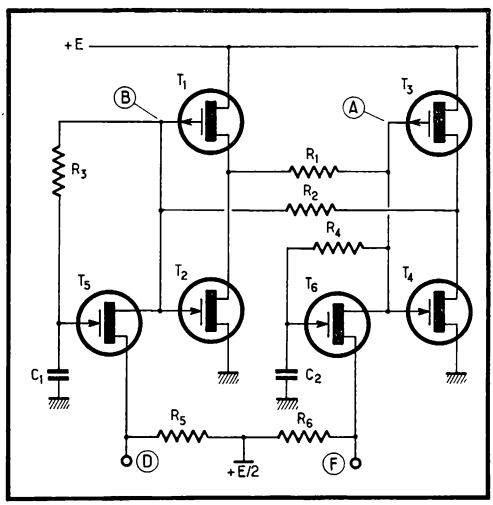
Si l'on veut réaliser ce bistable avec une commande unique, on peut le faire en utilisant, comme système d'aiguillage, deux MOST supplémentaires, ainsi que le montre la figure 3-18.

Dans ce montage, on peut remarquer que des résistances, R_1 et R_2, ont remplacé les liaisons directes du montage de la figure 3-17. Dans ces conditions, lorsque par exemple T_1 et T_4 sont conducteurs, T_2 et T_3 étant bloqués, on trouve bien au point A un potentiel voisin de + E. Mais, en raison de la présence de la résistance R_1 (qui ne modifie en rien l'état de repos du système), il devient plus facile d'abaisser momentanément le potentiel des grilles de T_3 et T_4 pour amorçer le basculement.

Pour abaisser ce potentiel, on utilisera le MOST T_6 du type à canal N et à enrichissement, dont la grille aura été polarisée à peu près à + E, une fois que le condensateur C_2 aura été chargé à travers R_4. Une impulsion négative appliquée à sa source depuis le point F sera donc transmise à son drain, puisque la grille de T_6 est positive et que ce MOST est conducteur. Si l'impulsion est appliquée en même temps à la source de T_5 en D, elle ne sera pas retransmise sur le drain de ce MOST, puisque sa grille se trouve, comme le point B, au potentiel zéro.

Cette solution semble complexe, nécessitant six MOST pour réaliser un basculeur bistable. Elle l'est cependant moins qu'on ne pourrait le croire car elle sera, le plus souvent, réalisée sous forme de circuit intégré, auquel cas on ne compte plus les MOST à l'unité, ni même par dizaines, mais plutôt par centaines sur un même carré de silicium comme nous le verrons plus loin.

Fig. 3-17. — En couplant en boucle deux inverseurs du type de la figure 3-16, on obtient une bascule bistable, qui a la curieuse propriété de ne consommer rigoureusement aucun courant à l'alimentation tant que l'on ne consomme pas de courant en A ou B.



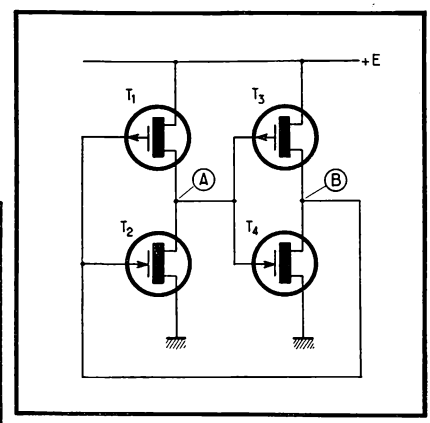


Fig. 3-18. — Bascule plus complète à six MOST dans laquelle deux MOST, T_5 et T_6, commandés par des impulsions négatives sur leurs sources, ont leurs grilles commandées, par les circuits retardateurs R_3-C_1 et R_4-C_2 à partir des points (A) et (B) du montage de la figure 3-17.

Il peut paraître bizarre de mettre dans un circuit intégré des condensateurs tels que C_1 et C_2 : on sait que ces éléments sont très difficiles à réaliser dans les circuits intégrés monolithiques. En réalité, nous ne les avons représentés, sur le schéma de la figure 3-18, que par analogie avec leur rôle dans le schéma de la figure 3-15. Il ne sera pas nécessaire de matérialiser ces capacités par d'authentiques condensateurs, si les résistances R_4 et R_3 sont de très fortes valeurs ; les capacités parasites de T_5 et T_6 suffiront alors pour obtenir des constantes de temps adéquates.

4-4. — *CIRCUITS UTILISES DANS LES REGISTRES A DECALAGE*

Sans vouloir entrer ici dans le détail des réalisations intégrées à MOST, nous dirons quelques mots des types de circuits qui utilisent les possibilités de ces dispositifs dans les « registres à décalage ».

Fonction d'un registre à décalage

Ces montages, appelés également de leur nom anglais « shift register », sont destinés à permettre l'affichage d'un nombre binaire exprimé sous forme électrique, c'est-à-dire comportant une suite de 1 et de 0.

S'il ne s'agissait que de l'affichage d'un nombre binaire à n chiffres, un ensemble de n bistables, par exemple du type de la figure 3-17, suffirait parfaitement. En désignant par « état zéro » l'état dans lequel le point A est au potentiel $+$ E et le point B est au potentiel zéro, et par « état un » l'état opposé, nous pourrions associer à chaque chiffre binaire un basculeur, celui-ci étant dans l'état un ou dans l'état zéro suivant que le chiffre correspondant est un 1 ou un 0.

Dans le registre à décalage, on fait plus qu'un simple affichage statique. Il s'agit, en effet, de faire « progresser » le nombre dans une succession d'affichages.

Supposons qu'il s'agisse du nombre binaire :

1101

c'est-à-dire ce qui correspond à 13 en système décimal (une « unité », zéro « deuzaine », une « quatraine » et une « huitaine »).

Si nous affichons ce nombre dans un système comportant sept positions d'affichage, nous pourrons, par exemple, le placer tout à fait à droite sur cet ensemble, qui affichera donc le nombre :

0001101

Si, par une commande adéquate, nous faisons « sauter » chaque chiffre d'une case vers celle qui est immédiatement à sa gauche, nous obtenons alors :

0011010

Ce nombre, décalé d'un cran vers la gauche, et suivi maintenant d'un zéro, représente le double de la valeur initiale (soit 26).

Le registre à décalage doit pouvoir afficher une succession de chiffres, et permettre ce transfert d'un cran sous l'influence d'une impulsion dit « d'horloge », ce transfert étant répété autant de fois que l'on envoie cette impulsion d'horloge. Bien entendu, dans un registre à décalage de sept positions, si nous envoyons sept fois la commande de décalage, c'est-à-dire sept impulsions d'horloge, le registre sera, comme on dit « vide », c'est-à-dire qu'il n'affichera plus que des zéros. On aura ainsi fait « sortir », chiffre par chiffre, le nombre affiché dans l'étage situé le plus à gauche du registre.

Nous avons utilisé la représentation conventionnelle des chiffres, les unités tout à fait à droite, les « deuzaines » un rang plus à gauche...

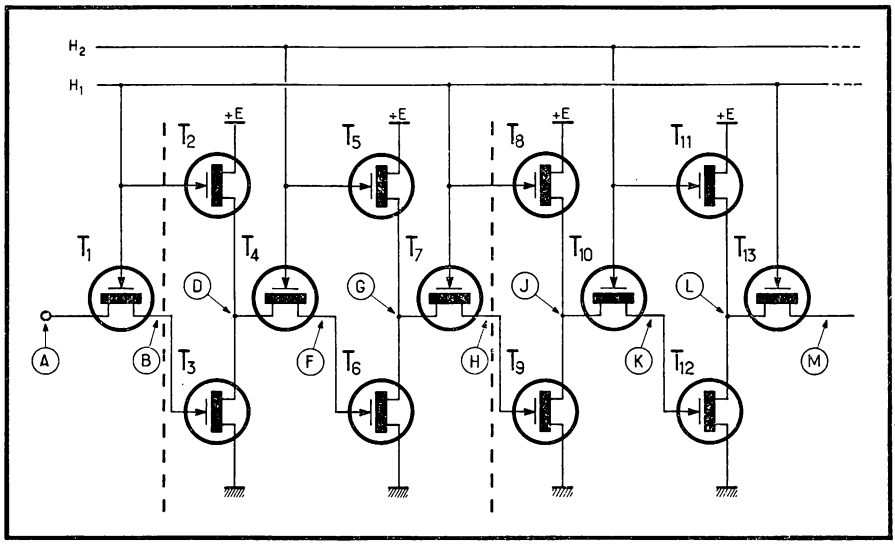


Fig. 3-19. — Structure que l'on rencontre dans les circuits intégrés de registres à décalage (« shift registers »), permettant d'introduire, chiffre par chiffre, un nombre exprimé en code binaire à représentation électrique. Les lignes H_1 et H_2 sont des commandes de progression de l'information (+ E ou zéro) appliquée en (A), on envoie sur ces lignes deux impulsions positives décalées dans le temps.

Il était donc logique d'envisager une progression de l'affichage de la droite vers la gauche. C'est là, bien sûr, une évidence, mais il faut avoir ce fait présent à l'esprit quand on examine les schémas usuels des registres à décalage, car ces schémas sont ordinairement conçus, en prévoyant la progression de gauche à droite, comme pour la progression du signal dans tous les schémas d'électronique, et comme la lecture d'un texte.

L'exemple de registre à décalage que nous allons donner maintenant est destiné à permettre l'introduction d'un nombre, fourni chiffre par chiffre, dans le registre. Il faut, pour cela, après chaque introduction d'un chiffre sur une entrée adéquate, actionner la commande d'horloge qui fera progresser le chiffre dans les affichages.

Réalisation d'un registre à décalage

Le schéma de deux étages (deux « postes d'affichage ») d'un tel ensemble est indiqué sur la figure 3-19. L'impulsion d'horloge est, en réalité, double. Elle se compose d'une première impulsion positive, appliquée à la ligne H_1, suivie d'une seconde impulsion, appliquée à la ligne H_2.

Supposons que nous appliquions à l'entrée A un 1 (c'est-à-dire une tension voisine de + E) ; en l'absence d'impulsion d'horloge, le MOST T_1 est bloqué. L'impulsion d'horloge H_1 débloque donc T_1

(ainsi que T_2, mais ceci ne nous sert pas pour le moment). Le potentiel du point A se retrouve donc au point B, débloquant ainsi T_3. Lorsque l'impulsion d'horloge H_1 est terminée, T_3 reste cependant débloqué, la polarisation positive de sa grille étant assurée uniquement par la charge restant dans la capacité parasite de la connexion entre T_1 et la grille de T_3. Evidemment, cette charge ne pourra rester indéfiniment, ce qui impose une vitesse minimale de fonctionnement de l'ensemble.

Une fois l'impulsion d'horloge H_1 terminée, comme T_3 est débloqué et que T_2 est bloqué, nous trouvons au point D un potentiel voisin de zéro. L'impulsion d'horloge H_2, débloquant T_4 et T_5, ne transmettra donc aucun signal au point F, laissant bloqué le MOST T_6. En revanche, l'impulsion d'horloge H_2 aura débloqué le MOST T_5, stockant ainsi une certaine quantité d'électricité sur le point G qui se trouvera donc positif.

C'est en appliquant une nouvelle impulsion d'horloge en H_1 que le potentiel du point G sera recopié au point H, permettant au second groupe de MOST (de T_8 à T_{13}) de fonctionner comme le premier. On voit que, après un couple de deux impulsions d'horloge, le signal positif que l'on avait appliqué en A se retrouve en H, après un nouveau couple d'impulsions d'horloge il se retrouvera en M.

On est quelquefois un peu effaré en voyant le nombre énorme d'éléments que nécessite une seule position d'affichage dans un tel registre. En réalité, il n'y a pas là de difficulté, puisque tous ces MOST sont réalisés ensemble dans un circuit intégré. Etant donné la simplicité de réalisation des MOST dans un ensemble intégré, il n'est pas rare d'en rencontrer plusieurs centaines dans une seule pastille de silicium. Un circuit intégré existant actuellement, du type de la figure 3-19, et réalisé par *National Semiconductor Corporation* sous le nom de « MM 402 », comporte, dans le même boîtier, deux registres à décalage de 50 positions chacun, soit, en tout, plus de 600 MOST dans une même pastille.

Il existe des structures plus complexes de registres à décalage, dans lesquelles des connexions supplémentaires permettent à l'information de stationner aussi longtemps que l'on veut. Les stockages de données dans les capacités parasites ne sont faits qu'à titre transitoire, des systèmes bistables les stockent pour une durée illimitée.

Il s'agit de registres à décalage pour lesquels il n'y a pas de limite inférieure de la fréquence d'horloge. On les appelle souvent « registres statiques », par opposition au type schématisé sur la figure 3-19 appelé « registre dynamique ».

CHAPITRE 4

LES CIRCUITS MODULATEURS

Ainsi que nous l'avons vu plus haut (pages 95 à 101), les T.E.C. présentent une possibilité intéressante, ils permettent de réaliser l'équivalent d'une résistance variable commandée par une tension.

En effet, le canal situé entre le drain et la source du T.E.C. se comporte comme une résistance, si on limite la tension drain-source à une valeur suffisamment faible. Dans ces conditions, la résistance suit assez bien la loi d'Ohm.

En agissant sur la polarisation de la grille par rapport à la source, on peut faire varier la valeur ohmique de cette résistance. Nous avons vu plus haut que l'on pouvait amener la résistance à une valeur pratiquement infinie, en rendant la grille plus négative que $-V_p$ par rapport à la source. A l'opposé, à une polarisation nulle de la grille correspond une résistance minimale, R_{Don}, qui est l'inverse de la pente maximale du T.E.C.

Suivant les types d'application, nous ferons varier cette résistance entre des limites finies, ou nous essaierons, au contraire, de la faire varier depuis l'infini jusqu'à sa valeur minimale. Nous commencerons par cette dernière catégorie d'application.

1. — Modulateurs tout ou rien (choppers).

La technique des modulateurs par tout ou rien, nommés en bon français « choppers », est très utile pour la mesure et l'amplification des faibles tensions continues. Quoique les amplificateurs différentiels aient fait de très grands progrès ces derniers temps, il est quelquefois difficile d'amplifier des tensions continues (ou à variation très lente) de l'ordre du microvolt, sans se trouver très gêné par des phénomènes de dérive.

Chopper mécanique

On pourrait penser à l'utilisation d'un interrupteur mécanique, ainsi que le représente la figure 4-1.

On voit que, dans ce cas, la tension u est appliquée aux bornes de la résistance R, donc à l'entrée de l'amplificateur A lorsque le contact K est fermé. Si ce contact est ouvert, la tension à l'entrée de l'amplificateur s'annule. Il suffira donc d'ouvrir et de fermer périodiquement l'interrupteur K pour obtenir, à l'entrée de l'amplificateur, une tension en forme de signaux rectangulaires d'amplitude u.

Une telle tension s'amplifiera beaucoup plus facilement qu'une tension continue, la possibilité d'utiliser des couplages alternatifs, dont les condensateurs éliminent la composante continue, permet d'éliminer la dérive.

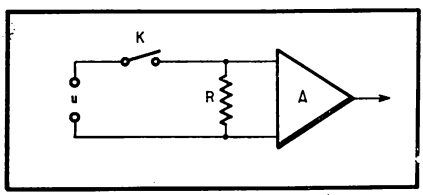


Fig 4-1. — Pour la mesure d'une faible tension continue **u**, la méthode par découpage consiste à appliquer (K fermé) ou ne pas appliquer (K ouvert) la tension **u** à l'entrée d'un amplificateur A. Quand K est alternativement fermé et ouvert, la tension à l'entrée de A devient des créneaux d'amplitude **u**, relativement faciles à amplifier.

Dans la figure 4-1, nous avons supposé que l'interrupteur K était un contact mécanique. Cette technique a été utilisée et l'est encore quelquefois. Elle présente cependant de très nombreux inconvénients. L'interrupteur en question doit être excellent, réalisant un isolement parfait quand il est ouvert, un contact parfait (sans aucune force électromotrice parasite) quand il est fermé. Outre ces performances, le contact K doit pouvoir s'ouvrir et se fermer rapidement (50, 100 fois par seconde ou même plus), tout en gardant une durée de vie élevée.

Il en résulte, pour de tels modulateurs mécaniques, un prix exorbitant, moyennant quoi les résultats ne sont pas toujours à la hauteur des promesses des constructeurs.

Autres types de choppers

C'est la raison pour laquelle de nombreux réalisateurs ont voulu remplacer le contact mécanique par un dispositif plus fiable. On a essayé, par exemple, des photorésistances éclairées par une lumière alternative. Les résultats ne sont pas mauvais, mais les photorésistances ont une assez forte inertie, qui interdit une modulation à fréquence rapide.

On a utilisé également, pour remplacer le contact K de la figure 4-1, des transistors classiques bipolaires à injection. Dans cette appli-

cation, ils présentent un phénomène parasite fort gênant, la tension d'offset.

La figure 4-2 explique ce dont il s'agit. La courbe *a* indique la variation du courant collecteur I_c d'un transistor en fonction de la tension collecteur-émetteur V_{ce}, cette variation étant relevée au voisinage des courants et tensions nuls.

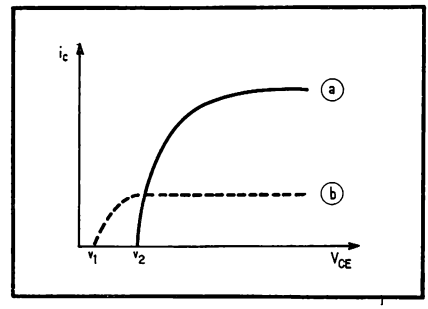


Fig. 4-2. — Si l'on veut utiliser, comme interrupteur K, un transistor classique bipolaire, on voit que la tension V_{CE} ne passe pas par zéro quand le courant collecteur I_C s'annule : il reste la tension dite « d'offset », v_2, pour une utilisation normale (courbe **a**) du transistor. Si on emploie celui-ci à l'envers (en permutant les rôles du collecteur et de l'émetteur), la tension d'offset est réduite à v_1 (courbe **b**), mais pas encore nulle.

On voit que cette courbe ne passe pas par l'origine : le courant collecteur s'annule quand la tension collecteur-émetteur garde une valeur v_o, appelée tension d'offset.

On a découvert qu'il était possible de minimiser le phénomène en utilisant un transistor à l'envers. En effet, si nous permutons respectivement l'émetteur et le collecteur d'un transistor, la courbe caractéristique correspondant au tracé *a* de la figure 4-2 devient la courbe *b*. On voit que le courant correspondant est plus faible (le gain d'un transistor « inversé » est beaucoup plus petit que son gain en montage normal), mais que sa tension d'offset a maintenant une valeur v_1, inférieure à v_o. C'est un progrès, mais la tension d'offset n'est que réduite, elle n'est pas supprimée.

Pour améliorer les choses, on utilise en général, deux transistors choppers montés en tête-bêche, de telle sorte que les tensions d'offset se compensent (ou, plus exactement, on l'espère...).

Indépendamment de ce phénomène d'offset, le chopper à transistors classiques présente l'inconvénient de provoquer, sur la tension découpée, l'apparition de signaux parasites très difficiles à éliminer.

Nous allons voir comment l'utilisation des T.E.C. va permettre d'améliorer beaucoup les résultats.

1-1. — *CHOPPERS SERIE*

La figure 4-3 représente le montage d'un chopper série à T.E.C. Elle est la transposition au cas du T.E.C. de la figure 4-1.

Tensions de commande

Nous examinerons d'abord le fonctionnement global, en recherchant les valeurs de tension nécessaires pour commander efficacement la grille du T.E.C. Si la tension d'entrée u est positive (ayant donc la polarité indiquée sur la figure), il faudra considérer comme source du T.E.C. l'électrode de droite. Pour bloquer le T.E.C. il faudra donc lui appliquer une tension e égale à $-V_p$.

Pour débloquer complètement le T.E.C. il faudra porter sa grille au potentiel de la source. Si, à cet instant, comme on le souhaite, la résistance drain-source du T.E.C. est très faible par rapport à R, la quasi-totalité de la tension u se retrouvera aux bornes de R. Il n'y aura donc presque pas de tension aux bornes du T.E.C. : ses deux électrodes se trouveront donc portées au potentiel $+ u$. La grille devra donc être portée également à ce potentiel.

On voit donc que, dans le cas d'une tension u positive, le potentiel de la grille du T.E.C. devra varier entre $+ u$ et $-V_p$.

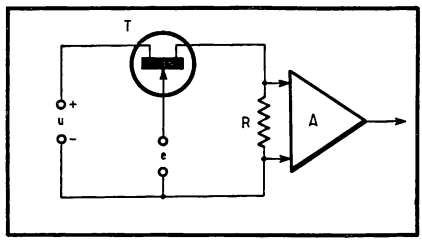
Quoique, dans la plupart des applications, on utilise un chopper avec des tensions u faibles, il peut se produire que le chopper soit utilisé avec une tension d'entrée u de plusieurs volts. Il faudra donc prendre en considération la valeur maximale de u dans la détermination de l'amplitude crête-crête du signal à appliquer à la grille du T.E.C. Ce signal devra, en effet, avoir une amplitude maximale au moins égale à $u + V_p$.

Cette amplitude maximale n'est pas la seule condition nécessaire. Il serait en effet contre-indiqué de porter la grille du T.E.C. à un potentiel supérieur à u. On risquerait, en effet, de rendre conductrice la jonction grille-source, et d'injecter ainsi sur la source (donc dans l'amplificateur A), une tension parasite ne correspondant pas à une tension d'entrée.

Cas où u *est négatif*

On pourrait donc croire que le problème est *très* complexe. Il va d'ailleurs se compliquer encore plus si la tension d'entrée u est négative, c'est-à-dire si sa polarité est opposée à celle qui est indiquée sur la figure 4-3. En effet, dans ce cas, ce sera l'électrode de gauche du T.E.C. qui devra être considérée comme source dans ce dernier. C'est donc par rapport à son potentiel que l'on devra se référer pour définir la polarisation de grille. Si, par exemple, la valeur de u est de -3 V, la valeur de la tension V_p étant -4 V, il faudra porter la grille à une tension négative de -7 V pour que le T.E.C. soit bloqué. Pour son déblocage total, il suffira de porter la grille à la valeur du potentiel u négatif.

Toutes ces considérations peuvent nous amener à penser que la détermination du signal à appliquer à la grille est un « casse-tête »



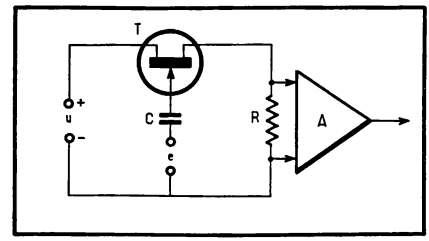


Fig. 4-3 (à gauche). — En remplaçant le contact K de la figure 4-1 par un T.E.C., ce dernier étant correctement commandé sur sa grille par une tension **e** alternative, on réalise le « chopper série » à T.E.C.

Fig. 4-4 (à droite). — Pour que le T.E.C. de la figure 4-3 soit correctement commandé sur sa grille, il faut que celle-ci arrive, au cours de chaque période, à un potentiel très légèrement positif par rapport à la moins positive des deux électrodes (drain et source). On y arrive en commandant cette grille par un condensateur sans **utiliser de résistance de fuite.**

insurmontable. Heureusement, il y a une solution très simple, indiquée par la figure 4-4.

Attaque de la grille par un condensateur seul

On voit sur cette figure que la grille du T.E.C. est commandée à travers un condensateur C, *sans être reliée par ailleurs à aucune résistance de polarisation.*

Cette façon de procéder semble parfaitement hérétique. Plusieurs personnes « bien informées » préciseront que l'on ne peut procéder ainsi. Dans ce cas, nous ne saurions que conseiller au lecteur de méditer la maxime bien connue « Bien faire et laisser braire ».

L'absence de toute résistance de polarisation dans la grille du T.E.C., fait que le condensateur C se chargera à une valeur définie par le signal appliqué en *e* et par la tension *u*.

Un exemple numérique nous aidera à comprendre ce qui se passe. Nous supposerons toujours un T.E.C. dont la tension de blocage $-V_p$ est égale à -4 V, et nous supposerons tout d'abord que la tension *u* est positive et égale à $+5$ V. Quand nous tenterons de rendre la grille du T.E.C. positive, ce dernier deviendra conducteur. Nous avons supposé qu'il avait été choisi de façon telle que sa résistance R_{Don} soit faible par rapport à R. Dans ces conditions, lorsque le T.E.C. présente sa résistance drain-source minimale, on peut estimer, en première approximation, que son drain et sa source sont tous deux à $+5$ V. Pour qu'il soit correctement débloqué, il faut que sa grille soit également à ce même potentiel $+5$. Par ailleurs, pour le bloquer, il faudra porter cette grille à un potentiel -4 V par rapport à la masse puisque, la tension *u* étant positive dans notre exemple, c'est l'électrode de droite du T.E.C. qui va jouer le rôle de source.

Il nous faudra donc une amplitude crête-crête du signal *e* supérieure à 9 V. En réalité, nous utiliserons une amplitude *e* très nettement supérieure à 9 V.

Charge de C

Dans ces conditions, que se passera-t-il ? Au cours des premières périodes, la grille du T.E.C. dépassera légèrement le potentiel + 5 V. La jonction grille-canal deviendra donc conductrice, et un courant s'écoulera de la grille vers le canal. Il est difficile de dire si ce courant ira plus vers la résistance R ou vers la source *u* de + 5 V, mais, de toutes façons, ce courant devra traverser le condensateur C ; ce dernier se chargera donc.

Une fois que le tout aura pris son état de régime, on arrivera à une charge aux bornes de C telle que le potentiel de la grille du T.E.C. dépasse à peine + 5 V au moment où sa valeur est maximale. En effet, étant donné l'excellent isolement inverse de jonction des T.E.C., la fuite de la diode grille-canal est extrêmement faible. Il suffit donc que la conduction directe de cette jonction soit insignifiante, pour rétablir les très faibles charges électriques perdues par le condensateur pendant que la grille est négative par rapport au canal.

Avec un tel système, il y a donc « nivelage » automatique du potentiel de la grille du T.E.C. à la valeur qui correspond exactement à l'optimum.

Pour fixer les idées, supposons que le signal *e* ait une amplitude de 16 V, ce signal étant de l'alternatif pur, avec une tension crête positive de + 8 V et une crête négative de — 8 V. Initialement, C n'étant pas chargé, la grille du T.E.C. tend donc à monter jusqu'à + 8 V lors des alternances positives de la tension *e*. Le phénomène de conduction de la jonction grille-canal intervient donc, dès que le potentiel de la grille dépasse un peu + 5 V. Au bout de plusieurs périodes de la tension *e*, le condensateur C se chargera à une tension voisine de 3 V, son armature supérieure étant négative par rapport à son armature inférieure. Le potentiel de la grille du T.E.C. oscillera donc entre + 5 et — 11 V.

Temps de récupération.

L'inconvénient de ce système est le suivant : si la fuite de la jonction grille-canal est très faible, ainsi qu'il est de règle dans un T.E.C. de bonne qualité, on peut se trouver gêné si la valeur de *u* augmente brusquement. Toujours dans le cas de notre exemple numérique, si cette valeur passe de + 5 à + 6 V, il faudrait que le condensateur C se décharge de 1 V pour que la grille du T.E.C. puisse atteindre

le potentiel maximal de + 6 V. Or, le condensateur C ne peut se décharger que par la fuite grille-canal du T.E.C., ce qui peut représenter un temps assez long, surtout dans le cas d'une valeur négative de la tension *u*. C'est là un inconvénient mineur, car, dans la majorité des cas, le chopper est plutôt utilisé pour des valeurs de *u* très faibles, qui ne sont donc pas susceptibles de variations importantes et rapides.

Cas où u *est négatif.*

Supposons que, dans le montage de la figure 4-4, la tension *u* devienne négative. Dans ces conditions, il faudra maintenant considérer comme source l'électrode de gauche du T.E.C. En particulier, quand le T.E.C. sera bloqué, son électrode de droite sera au potentiel zéro, donc positive par rapport à son électrode de gauche (qui est maintenant la source), dont le potentiel est — *u*. C'est alors par rapport à cette source que le potentiel maximal de la grille va se niveler. Cela se fera exactement comme avant, par charge du condensateur C pendant les crêtes des alternances positives de *e*, cette charge se faisant dans l'espace grille-canal du T.E.C. La grille de ce dernier se maintiendra donc constamment à une valeur négative, la valeur — *u* (ou peu s'en faut) étant le maximum.

Dangers qui menacent le T.E.C.

Nous devons tout de suite signaler aux utilisateurs un danger du montage ; un T.E.C. classique à jonction est relativement difficile à détruire ; il faut mettre de la bonne volonté pour tuer un transistor à effet de champ de bonne qualité. Il y a cependant deux façons d'y arriver en toute certitude :

— faire passer un courant très important dans la jonction grille-canal polarisée en sens direct ;

— rendre la grille du T.E.C. très négative, alors qu'elle est reliée à la masse par un condensateur de capacité importante.

En effet, dans cette deuxième hypothèse, la grille peut être très négative et l'espace grille-canal peut arriver à entrer en régime d'avalanche. Le plus souvent, un T.E.C. supporte très bien un tel fonctionnement quand le courant d'avalanche est limité à une valeur raisonnable. Mais, si l'on a disposé entre grille et source, plus ou moins directement, un condensateur de capacité importante, fortement chargé bien sûr, puisque nous supposons la grille suffisamment négative pour provoquer le phénomène d'avalanche, les choses changent. En effet, lorsque le courant d'avalanche s'établit dans la jonction, il peut prendre brusquement une valeur importante en raison de la présence du condensateur, cette valeur étant éventuellement suffisante pour détruire le T.E.C.

Il faudra donc, quand un T.E.C. est monté comme sur la figure 4-4, avec sa grille « en l'air », et avec un condensateur C relié d'une part à la grille et d'autre part à la masse (à travers la source *e*, mais la résistance interne de cette dernière est éventuellement faible), faire très attention afin d'éviter que C ne se charge trop. Or, si l'on applique sur la grille du T.E.C. la panne d'un fer à souder portée à un potentiel alternatif assez important par rapport à la terre, via les capacités parasites existant entre l'enroulement chauffant et cette panne, on peut ainsi, par détection dans l'espace grille-canal, charger le condensateur C à une valeur élevée.

Si l'on atteint le régime d'avalanche, le T.E.C. peut se trouver détruit. Par conséquent, malgré qu'il ne s'agisse pas d'un MOST, il est recommandé, dans ce cas, de placer une bande de court-circuit sur la grille du T.E.C. pendant les interventions sur le montage.

Choix de R et du T.E.C.

Le problème de l'excitation de la grille étant résolu, examinons maintenant la valeur que l'on doit donner à R, et le choix du T.E.C.

Nous avons vu plus haut que l'on avait intérêt à choisir une valeur R très grande par rapport à la résistance R_{Don} du T.E.C. Il ne faut pas oublier, toutefois, que la résistance R est, en réalité, constituée d'une part par R elle-même, telle qu'elle apparaît sur le montage et, d'autre part, par la résistance interne d'entrée de l'amplificateur A, venant effectivement en parallèle sur R.

Cela dit, même si l'on a pu réaliser une résistance d'entrée très grande pour l'amplificateur A, on n'a pas intérêt à pousser trop loin la valeur R. En effet, la résistance drain-source du T.E.C. à l'état bloqué n'est pas réellement infinie. Nous aurons donc une certaine fuite dans le T.E.C., et nous avons intérêt à ce que cette fuite ne produise qu'une tension négligeable aux bornes de R.

La bonne règle consiste à choisir pour R une valeur qui soit comprise entre 20 et 100 fois la résistance R_{Don} du T.E.C. C'est ainsi que l'on rencontre souvent, pour R, une valeur de l'ordre de 10 kΩ, ce qui suppose une résistance R_{Don} comprise entre 100 et 500 Ω, ordre de grandeur tout à fait classique dans le T.E.C.

Comment choisir ce dernier ? Bien sûr, on est tenté de prendre un modèle dont la pente maximale soit très grande, pour minimiser son R_{Don}. Il faut aussi tenir compte des valeurs de capacités parasites qui peuvent nous gêner, introduisant des signaux que nous allons examiner de plus près.

La présence inévitable d'une capacité parasite entre la grille et le canal du T.E.C. va provoquer le passage d'une composante alternative indésirable dans l'amplificateur.

Les signaux parasites.

On peut considérer, en première approximation, que cette perturbation ne sera gênante que pendant le blocage du T.E.C. En effet, nous supposerons tout d'abord que la source fournissant la tension *u* a une faible impédance. Dans ces conditions, lorsque le T.E.C. est conducteur, les perturbations apportées par les capacités parasites ne provoqueront qu'une faible tension perturbatrice aux bornes de R, puisque cette dernière est reliée presque directement à la source *u*.

Lorsque le T.E.C. est bloqué, on peut considérer que son canal est interrompu. Il est donc logique de parler de deux capacités différentes :

— La capacité grille-drain ;

— La capacité grille-source.

En nous bornant, pour le moment, au cas où *u* est positive et où la source est, par conséquent, l'électrode de droite du T.E.C. sur la figure 4-3 ou 4-4, c'est uniquement la valeur de la capacité parasite grille-source qui nous importe. En effet, la capacité parasite grille-drain provoquera bien le passage d'une composante parasite, mais cette dernière se refermera dans la source *u* et ne perturbera pas la mesure.

Il faut donc considérer deux cas particuliers dans le fonctionnement du chopper :

— Lorsque le T.E.C. est conducteur, ou même *partiellement* bloqué, nous ne tiendrons pas compte des capacités parasites et nous supposerons, par conséquent, que la tension aux bornes de R est constante et égale à *u* ;

— Lorsque le T.E.C. est bloqué, nous supposerons donc que tout se passe comme si la source *u* était déconnectée de son drain, la tension de commande *e* étant appliquée à l'entrée de l'amplificateur, par l'intermédiaire de la capacité grille-source, que nous désignerons par C_{GS}.

Si la tension *u* dépasse quelques dixièmes de volt, nous trouverons, aux bornes de R, une tension pratiquement rectangulaire, dont la forme d'onde est indiquée sur la figure 4-5.

On remarque, sur cette figure, que les flancs descendants sont légèrement prolongés, en dessous de l'axe des temps, par de petites impulsions négatives. Nous avons en effet supposé que la grille était commandée par une tension rectangulaire. Il y aura donc différentiation du flanc *descendant* de cette tension, puisque, à ce moment, le T.E.C. se trouve bloqué et que tout se passe comme si la tension de commande *e* était appliquée à l'entrée de l'amplificateur, à travers la capacité C_{GS}.

Etant donné la très faible valeur de cette capacité (quelques picofarads dans les cas usuels) et la valeur relativement faible de la résistance R (souvent une dizaine de kilohms), il est bien évident que la constante de temps R C_{GS} est très petite. Le circuit constitué par ce condensateur et cette résistance est donc un passe-haut, dont la fréquence de coupure est très élevée. Il ne délivrera donc qu'une tension de sortie très faible, à moins que le flanc descendant de la tension qui commande la grille soit exceptionnellement raide.

Forme d'onde pour la commande de grille.

Nous voyons déjà ici qu'il est contre-indiqué d'attaquer la grille par des signaux à flancs trop raides, surtout en ce qui concerne le flanc descendant. On pourrait évidemment penser à attaquer cette grille par des signaux sinusoïdaux, et cela se fait. Cette dernière solution présente toutefois des inconvénients que nous verrons plus en détail plus loin.

Même si la commande de la grille ne présente pas de flancs très raides, les perturbations qui sont à peine visibles sur la figure 4-5 deviennent beaucoup plus importantes si la tension *u* s'exprime en millivolts (ou moins encore). En effet, l'importance des signaux perturbateurs reste la même, quelle que soit la tension *u*. L'amplitude des signaux rectangulaires souhaitée est, bien entendu, au plus égale à *u*. Le taux de perturbation est donc d'autant plus élevé que *u* est plus faible. Pour une valeur très faible de la tension d'entrée, la forme d'onde que l'on trouve à l'entrée de l'amplificateur prend l'aspect qu'indique la figure 4-6.

On voit sur cette figure que l'importance des signaux perturbateurs est devenue beaucoup plus grande, de même que l'on y remarque la présence d'une tension parasite pendant les instants de blocage du T.E.C. Cette dernière provient de la dérivation par le circuit C_{GS}-R de la tension de commande de la grille. Si cette dernière était, pendant les alternances négatives, *rigoureusement* constante (signaux parfaitement rectangulaires), il n'y aurait aucune perturbation pendant le blocage du T.E.C., à part la pointe négative se produisant au début de ce blocage. Mais il ne faut pas oublier que rien n'est parfait dans ce monde, pas plus les signaux rectangulaires que le reste, surtout quand on parle de millivolts.

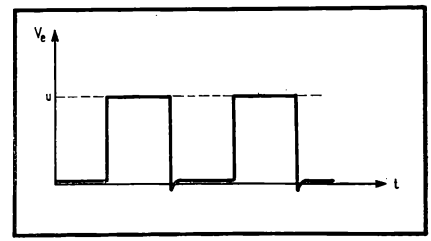
On se demande quelquefois la raison de cette lutte contre les pointes de tension parasite. Il pourrait sembler inutile de les éliminer, puisque nous pourrons éventuellement filtrer la composante alternative intéressante, et ne garder qu'elle, par un amplificateur sélectif. Il ne faut pas oublier que ces pointes risquent de saturer l'étage d'entrée de l'amplificateur, ou, plus vraisemblablement, un des étages

qui le suivent. Il est donc intéressant de les éliminer au départ, autant que faire se peut.

Commande de grille par une tension sinusoïdale.

L'utilisation d'une tension de commande sinusoïdale de la grille est intéressante en ceci qu'elle n'introduit pas de flanc raide de tension sur cette électrode. Mais elle entraîne deux inconvénients assez graves :

Fig. 4-5. — Quand la tension continue **u** appliquée au montage de la figure 4-4 dépasse quelques dixièmes de volt, la tension v_e à l'entrée de l'amplificateur a bien la forme théorique désirée : égale à **u** pendant que le T.E.C. est débloqué et nulle quand le T.E.C. est bloqué. On note toutefois un petit dépassement vers les potentiels négatifs après chaque descente de v_e.



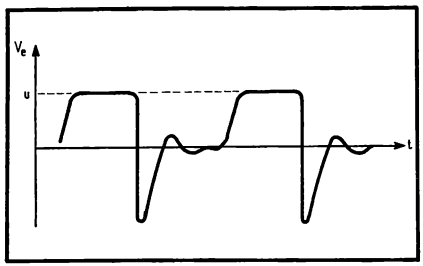


Fig. 4-6. — Si **u** est petit (quelques millivolts ou moins), la tension v_e commence à présenter d'importants signaux parasites, dus à la transmission, par les capacités parasites du montage, des flancs raides et composantes parasites de la tension de commande grille du T.E.C.

— Pendant le blocage du T.E.C., la variation de tension grille dont nous avions signalé les effets fâcheux sur la figure 4-6, va provoquer l'apparition d'une tension parasite à l'entrée de l'amplificateur ;
— En raison de la forme sinusoïdale de la tension de commande de grille, le T.E.C. ne sera franchement débloqué que pendant une partie relativement courte de la période, ce qui est défavorable pour une bonne utilisation de la tension à l'entrée de l'amplificateur.

En cas de commande de la grille par une tension sinusoïdale, on trouve, à l'entrée de l'amplificateur, une forme d'onde analogue à celle qui est indiquée sur la figure 4-7 *a*. L'aspect curieux de cette forme d'onde s'explique comme suit. De l'instant t_0 à l'instant t_1, la grille du T.E.C. n'est pas bloquée, comme on le voit sur la forme d'onde *b*. Donc, de t_0 à t_1, la tension aux bornes de R se maintient pratiquement constante et égale à *u*. A partir de l'instant t_1, jusqu'à l'instant t_2, le T.E.C. est bloqué. La tension sinusoïdale existant sur sa grille est donc appliquée, par le circuit dérivateur C_{GS}-R, à l'entrée de l'amplificateur. C'est ce qui explique la présence de cette forme d'onde évoquant une

partie de « cosinusoïde ». (Le mot est employé ici pour rappeler que la tension v_e à l'entrée de l'amplificateur est la dérivée par rapport au temps de la tension grille-masse.)

Commande de grille par une tension trapézoïdale.

Si la tension sinusoïdale ne nous donne pas satisfaction, le signal rectangulaire à flancs raides n'est pas non plus indiqué pour la commande grille. Un bon compromis entre les deux est un signal de commande dont la forme d'onde est indiquée sur la figure 4-8 ; c'est un signal dit « trapézoïdal ». On le produit facilement en écrêtant une tension sinusoïdale.

Avec un tel signal appliqué à la grille du T.E.C., la tension v_e aura alors l'aspect qu'indique la figure 4-9. Les pointes négatives et positives sont respectivement les dérivations des parties de flancs descendants et ascendants indiquées en traits gras sur la figure 4-8. Elles sont d'une amplitude plus faible, toutes choses égales d'ailleurs, que si l'on avait utilisé un signal de commande à flancs plus raides.

Il convient donc de rechercher un compromis acceptable entre la raideur des flancs qui ne doit pas être trop importante, et la durée pendant laquelle la tension de grille se maintient pratiquement constante, durée qui doit être aussi élevée que possible par rapport à la période.

Comme nous l'avons dit plus haut, ces signaux perturbateurs sont particulièrement importants lorsque la tension u est faible.

Neutrodynage.

Nous allons donc essayer de les éliminer, ou tout au moins de les réduire autant qu'il est possible au départ. La technique utilisée dans ce but s'appelle le neutrodynage ; elle consiste à injecter sur l'électrode perturbée une composante alternative, égale en principe en amplitude à la composante perturbatrice, appliquée en opposition de phase avec cette dernière.

Le principe de la méthode de neutrodynage est indiqué par la figure 4-10. Sur cette figure, nous avons supposé que le générateur fournissant la tension de commande de grille e_1, fournit également une tension e_2, opposée à la tension e_1 (d'amplitude égale et en opposition de phase avec cette dernière).

Cette tension e_2 est appliquée à l'entrée de l'amplificateur par le condensateur C_n, dont on ajuste la capacité pour qu'elle soit égale à la capacité C_{GS} existant entre la grille et la source du T.E.C. lorsque ce dernier est bloqué.

A défaut d'un ajustage de la capacité C_n, on peut donner à celle-ci une valeur fixe et agir sur l'amplitude de la tension e_2.

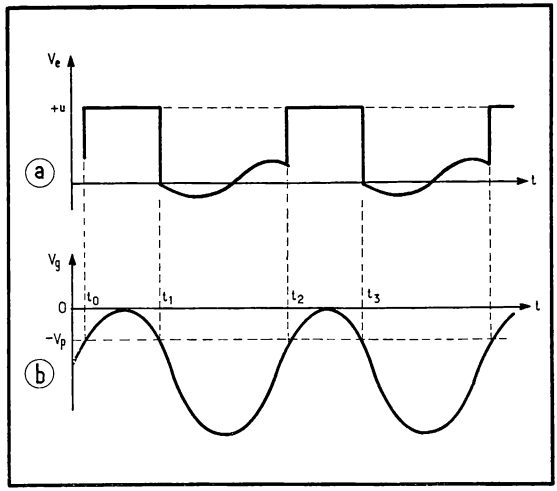


Fig. 4-7. — La tension v_e (en **a**) ne sera pas très correcte si l'on utilise, pour commander la grille du T.E.C., une tension sinusoïdale (**b**). Entre t_0 et t_1, le T.E.C. est débloqué, et l'on trouve pratiquement $v_e = u$. Mais, quand le T.E.C. est bloqué, les capacités parasites entre la grille du T.E.C. et l'entrée de l'amplificateur forment, avec la résistance d'entrée de ce dernier, un circuit dérivateur, et l'on trouve en v_e une partie de « cosinusoïde », dérivée de la sinusoïde appliquée à la grille.

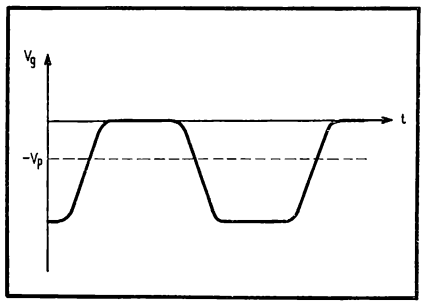


Fig. 4-8. — Une bonne forme d'onde pour la commande de grille d'un T.E.C. chopper est une forme trapézoïdale : il y a des paliers horizontaux et les flancs ne sont pas trop raides.

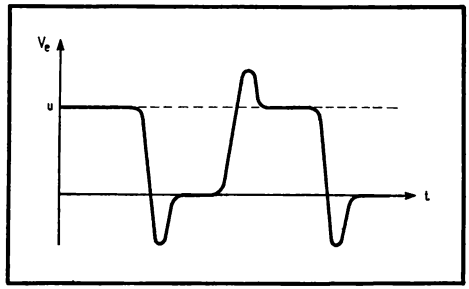


Fig. 4-9. — En commandant la grille d'un T.E.C. chopper série par la forme d'onde de la figure 4-8, on observe, pour les faibles valeurs de **u**, une tension v_e relativement correcte, à part les pointes positives et négatives, correspondant aux dérivations des flancs de montée et de descente du signal de grille.

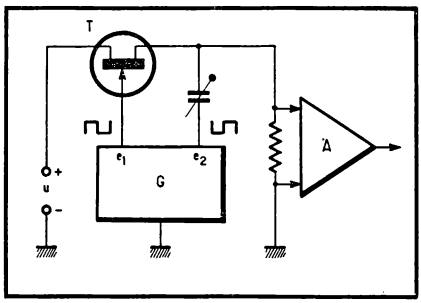


Fig. 4-10. — Méthode du « neutrodynage » pour réduire fortement les signaux parasites à l'entrée de l'amplificateur. Le générateur G, qui commande la grille de T, fournit deux tensions en opposition de phase, e_1 qui commande la grille du T.E.C. et e_2, qui est envoyée à l'entrée de l'amplificateur par le condensateur ajustable, annulant en première approximation les perturbations transmises depuis la grille de T par les capacités parasites.

Ce système serait parfait si l'on pouvait vraiment assimiler l'effet perturbateur à celui qui est produit par un condensateur. En réalité, la capacité parasite C_{GS} ne se comporte pas exactement comme un condensateur pur : il s'agit, en effet, de jonction bloquée, dont la capacité varie en fonction de la tension inverse qui lui est appliquée. Il n'y aura donc pas compensation exacte de l'effet perturbateur par le neutrodynage, mais nous aurons déjà une réduction très appréciable de perturbation, au moins dans un rapport de 10 à 1.

Une telle réduction est déjà très importante ; elle permet, le plus souvent, d'éviter la saturation des étages qui précèdent l'amplificateur sélectif.

Elimination des résidus de tension perturbatrice par chopper secondaire.

Il est d'ailleurs possible d'augmenter encore la qualité de l'ensemble, en supprimant simplement les tensions transitoires au moment où elles doivent se produire. Pour cela, on utilise un second T.E.C. (ou un simple transistor bipolaire) comme chopper, en général du type shunt (nous verrons plus loin ce type de chopper), pour bloquer l'amplificateur pendant les instants où les perturbations peuvent être maximales. La figure 4-11 indique un type de réalisation de ce genre.

Sur cette figure, nous voyons que le générateur G fournit trois tensions e_1, e_2, e_3. Les tensions e_1, e_2 sont destinées respectivement à la commande de la grille du T.E.C. chopper et au neutrodynage. La tension e_3 est destinée à commander le transistor T_2, lequel est bloqué pendant la plus grande partie du temps ; il n'est débloqué que pendant les instants où la tension e_3 est maximale, ces instants correspondant juste aux transitions de tension en e_1 et e_2, c'est-à-dire aux instants pendant lesquels peuvent se produire les perturbations maximales.

Comme on le voit, la tension découpée par T_1 est appliquée à l'entrée d'un premier amplificateur A_1. C'est à la sortie de A_1, donc à l'entrée du second amplificateur A_2, que l'on va faire agir le transistor T_2. Lorsqu'il est bloqué, les deux amplificateurs fonctionnent en cascade, d'une façon tout à fait normale. Lorsque T_2 est énergiquement débloqué, on peut estimer que son espace collecteur-émetteur constitue presque un court-circuit, ce qui bloque la transmission éventuelle des tensions parasites amplifiées par A_1.

Il peut sembler surprenant, après ce que nous en avons dit, que nous utilisions comme second chopper, un transistor conventionnel. En réalité, il ne s'agit ici que d'un fonctionnement en chopper relativement rudimentaire. La partie vraiment délicate de la modulation a été réalisée par le chopper T_1. L'amplificateur A_1 (d'un gain de 100 ou plus), a permis d'élever la tension rectangulaire produite aux bornes de R par le chopper T_1, à une valeur suffisamment élevée pour

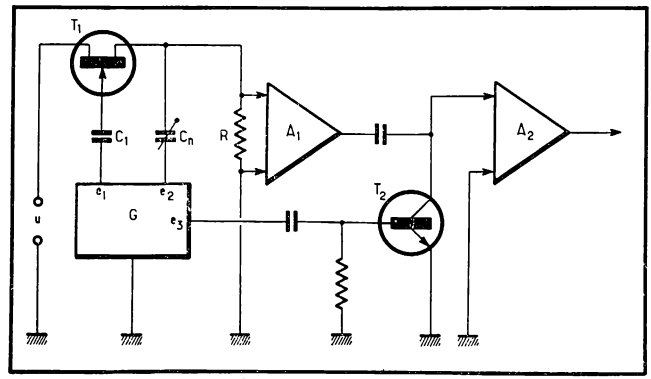


Fig. 4-11. — On améliore encore l'élimination des signaux parasites en utilisant, après un premier amplificateur A_1, un transistor bipolaire T_2, débloqué par une tension e_3 aux instants où se produisent les signaux parasites. Ce transistor court-circuite alors la sortie de A pendant les signaux parasites.

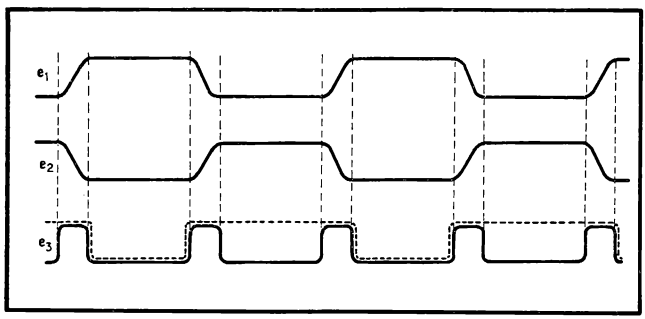


Fig. 4-12. — Les formes d'ondes idéales du générateur de la figure 4-11 devraient être : e_1 pour la commande de grille du T.E.C. (trapézoïdale) ; e_2 pour le neutrodynage ; e_3 (en trait plein) pour le transistor T_2. On peut remplacer la forme d'onde e_3, difficile à obtenir, par celle qui est tracée en pointillé.

qu'un transistor ordinaire, comme T_2, suffise à bloquer efficacement les tensions perturbatrices amplifiées.

Dans la réalisation de l'amplificateur A_1, on veillera, bien entendu, à éviter le bruit de fond propre à l'amplification. Il faudra choisir un transistor d'entrée à faible bruit, alimenté avec un courant collecteur modéré (une centaine de microampères), et éliminer, autant que faire se peut, l'influence parasite des perturbations éventuelles de la tension d'alimentation.

Si, en plus, l'amplificateur A_2 est sélectif, on arrivera ainsi à déceler, ou même à mesurer, des tensions continues u, de l'ordre du microvolt.

Bien entendu, si nous ne voulons pas utiliser d'amplificateur sélectif, nous serons très gênés par le bruit de fond ramené à l'entrée de l'amplificateur ; seule une réduction de bande passante des étages qui suivent permet de minimiser ce bruit de fond.

Commande du chopper secondaire.

Pour la réalisation pratique de l'ensemble modulateur désigné par la lettre G, dans la figure 4-11, il pourrait être relativement difficile d'engendrer la forme d'onde représentée en trait gras sur la ligne e_3 de la figure 4-12.

On peut simplifier les choses en considérant que, au lieu de bloquer la sortie de A_1 uniquement pendant l'instant où peut se produire une tension parasite, il est préférable, et aussi efficace, de bloquer cette sortie pendant tout le temps où le T.E.C. T_1 est lui-même bloqué.

La tension de commande de la base de T_2 présente alors l'aspect qui est indiqué en pointillé sur la courbe e_3 de la figure 4-12. On remarque que la durée de déblocage de T_2 déborde assez largement sur la durée de blocage de T_1, autrement dit que T_2 commence à être débloqué avant que T_1 ne soit bloqué, le reblocage de T_2 n'intervenant qu'un peu après le déblocage de T_1. On est ainsi sûr d'avoir éliminé (ou très fortement réduit) les transitoires qui peuvent se produire lors du blocage ou du déblocage de T_1.

Exemple de réalisation.

A titre indicatif, nous reproduisons sur la figure 4-13, le schéma d'un ensemble complet de chopper à T.E.C. avec son générateur de tension de commande.

Ce schéma peut sembler relativement complexe, en réalité il n'est fait que de l'assemblage d'éléments très simples, si on les analyse chacun séparément.

Pour produire les tensions e_1 et e_2, on utilise un amplificateur symétrique du type L.T.P., formé par les transistors T_3 et T_4. Les deux bases de ces transistors sont polarisées positivement, pour éviter l'emploi d'une tension négative d'alimentation. Ce système à deux transistors fonctionne à courant total constant, le transistor T_5 étant monté en générateur de courant constant (tension constante, déterminée par la diode Zener Z_1, entre base et masse, et résistance dans l'émetteur).

La tension d'attaque de la base de T_3 étant importante (plus de 1,2 V crête à crête), l'amplificateur L.T.P. est fortement saturé. Il en résulte l'apparition, sur les collecteurs de T_3 et T_4, de deux tensions de formes trapézoïdales, rappelant les formes d'onde e_1 et e_2 de la figure 4-12. On remarquera que l'on n'envoie au condensateur C_n, qu'une tension d'une amplitude plus faible (environ quatre fois) que celle qui est envoyée sur la commande de grille de T_1. Cela nécessite l'utilisation d'un condensateur de neutrodynage, C_n, d'une capacité environ quatre fois plus grande que la capacité parasite grille-source du T.E.C. T_1.

Il reste à produire la tension de commande du chopper secondaire, T_2, appelé « éliminateur de tensions parasites ». Pour cela, on utilise la tension collecteur de T_3, directement appliquée à la base

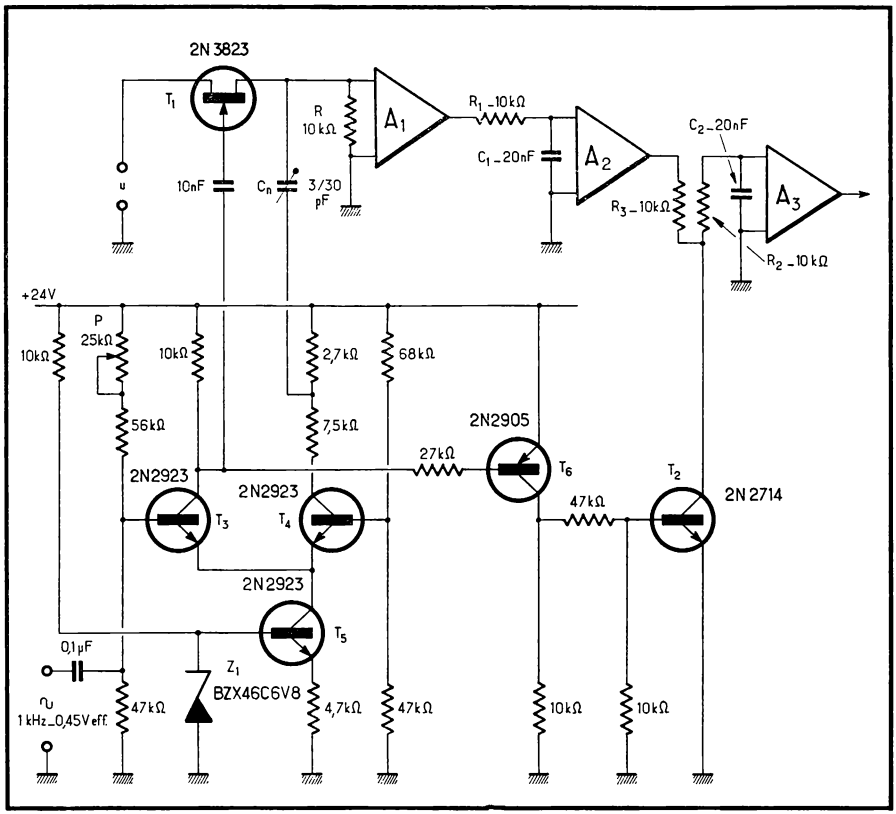


Fig. 4-13. — Schéma détaillé de réalisation d'un chopper série. L'amplificateur L.T.P. formé de T_3 et T_4 (avec T_5 comme dispositif à courant constant dans les émetteurs) est attaqué par une tension sinusoïdale d'amplitude suffisante pour le saturer, produisant ainsi des signaux trapézoïdaux e_1 et e_2. Le transistor T_6 produit le signal de déblocage de T_2 (transistor éliminateur de signaux parasites).

de T_6, qui est du type *p-n-p*. Ce transistor se trouve débloqué dès que la tension collecteur de T_3 descend très peu, bien avant que T_1 ne soit bloqué. On trouve alors, sur son collecteur, une forme d'onde d'environ 24 V d'amplitude crête à crête, qui a pratiquement l'aspect du signal indiqué en pointillé sur la forme d'onde e_3 de la figure 4-12.

On remarquera, dans l'ensemble de la figure 4-13, que l'on a utilisé, en réalité, deux amplificateurs A_1 et A_2 entre le premier chopper à T.E.C. et l'éliminateur de tensions parasites T_2. Il s'agissait là d'une précaution supplémentaire ; chaque amplificateur, représenté par un triangle, ayant un gain de l'ordre de 50 à 100. Entre A_1 et A_2, le filtre passe-bas R_1 C_1 sert à réduire la bande passante de l'amplificateur du côté des fréquences élevées. On réduit ainsi fortement le bruit de fond, la constante de temps correspondante introduisant une atténuation de 3 dB à 4 kHz.

On retrouve un autre filtre (R_2 C_2) de même constante de temps, après l'éliminateur de tensions parasites, à l'entrée du troisième amplificateur A_3. La résistance R_3, de 10 kΩ, est destinée à permettre l'action du chopper secondaire (éliminateur de tensions parasites) T_2, permettant ainsi de court-circuiter efficacement la tension de sortie de l'amplificateur A_2. En effet, comme nous le verrons plus loin, il faut placer une résistance en série dans le circuit quand on utilise un chopper shunt.

Une réalisation comme celle de la figure 4-13 est relativement aisée à mettre au point ; le potentiomètre P agissant sur la polarisation de T_3, règle l'équilibre des deux tensions, donc le rapport cyclique des tensions e_1 et e_2.

Bien entendu, un tel ensemble chopper est suivi d'un démodulateur cohérent qui permet de transformer l'alternatif de sortie en une tension continue, proportionnelle à l'amplitude de cette tension, positive ou négative suivant la polarité de u.

On remarquera que, dans la réalisation de la figure 4-13, il n'est pas fait appel à des amplificateurs sélectifs. On pourrait pousser plus loin la sensibilité du système en introduisant de tels amplificateurs ; tel quel, le système permet déjà commodément des mesures de 5 microvolts pour toute l'échelle.

1-2. — CHOPPER SHUNT.

Le chopper shunt est réalisé selon le principe de la figure 4-14. On voit que, quand le T.E.C. T est bloqué par une tension d'entrée e, rendant sa grille négative, la tension u se trouve appliquée à l'entrée de l'amplificateur A à travers la résistance R. Dans la mesure où l'on peut considérer la résistance d'entrée de l'amplificateur comme infinie par rapport à R, on trouvera, aux bornes de T, une tension égale à u pendant le blocage de T.

Valeur optimale de R.

Si l'on a choisi une résistance R qui, tout en étant faible par rapport à la résistance d'entrée de l'amplificateur A, soit très grande par rapport à la résistance R_{Don} de T, la tension à l'entrée de l'amplificateur sera pratiquement nulle pendant les instants de déblocage de T.

La tension apparaissant à l'entrée de l'amplificateur sera donc pratiquement un signal rectangulaire d'une amplitude égale à u.

Nous avons vu plus haut que la résistance R doit remplir deux conditions apparemment contradictoires. Il convient donc de lui donner une valeur optimale, cette dernière se déterminant comme suit.

Si l'on désigne par R_{in} la résistance d'entrée de l'amplificateur, la valeur optimale de la résistance R sera donnée par la formule :

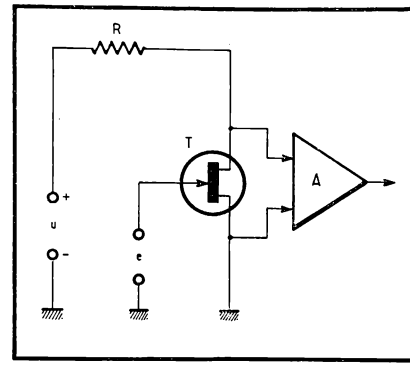


Fig. 4-14. — Disposition du T.E.C. en chopper shunt : il court-circuite l'entrée de l'amplificateur quand il est débloqué par la tension de commande **e.**

$$R = \sqrt{R_{in}\, R_{Don}}$$

Pour donner une idée de l'ordre de grandeur de cette résistance optimale, supposons que l'amplificateur ait une résistance d'entrée $R_{in} = 200$ kΩ, le T.E.C. ayant une résistance $R_{Don} = 500$ Ω (pente maximale de 2 mA/V). Ces valeurs nous donnent

$$R = \sqrt{2.10^5 \times 5.10^2} = \sqrt{10^8} = 10^4 = 10 \text{ k}\Omega$$

On voit que l'on retrouve encore une résistance R du même ordre de grandeur que celle que l'on utilisait dans le chopper série.

Tension de commande sur la grille.

Examinons maintenant les valeurs de tension nécessaires pour bloquer et débloquer T. Si nous supposons *u* positive (ayant la polarité indiquée sur la figure), nous voyons que, pour bloquer le T.E.C., il suffit d'une tension *e* égale à $-V_p$. Pour le débloquer complètement, il suffit d'une tension *e* nulle, ou, à l'extrême limite, très légèrement positive.

On voit donc que, si l'on se limite à des valeurs de *u* positives, on pourra se contenter d'une tension de modulation *e*, d'une amplitude crête à crête de l'ordre de V_p. Il semblerait donc que, sous ce rapport, le chopper shunt soit plus intéressant que le chopper série.

En réalité, nous ne devons pas oublier que la tension *u* peut être négative, égale par exemple à $-a$. Dans ces conditions, lors du blocage de T, c'est son électrode *supérieure* qui doit être considérée

comme source, puisqu'elle se trouve à un potentiel négatif (par rapport à son électrode inférieure et à la masse). Il faudra donc, pour bloquer T, abaisser le potentiel de sa grille à une valeur plus négative que :

$$- a - V_p.$$

La valeur de potentiel positif nécessaire pour débloquer T, reste, dans ce cas, à peu près nulle.

On voit donc que, dans le cas du chopper shunt, la valeur maximale du potentiel grille du T.E.C. est à peu près zéro ; c'est la valeur minimale de ce potentiel qui variera en fonction de *u*, si cette dernière tension est négative.

Il semble donc logique de commander la grille de T au moyen d'une tension dont la valeur maximale soit zéro (ou *légèrement* positive), la valeur minimale étant nettement plus négative que $- V_p$.

Limitation du potentiel maximal de grille.

Un moyen pour y arriver est le montage de la figure 4-15. Dans ce montage, la diode D est *obligatoirement* un modèle au *germanium*. Dans ces conditions, cette diode, ayant un seuil plus bas que celui d'une jonction au silicium, deviendra conductrice avant que la jonction grille-canal du T.E.C. ne le devienne (pour un potentiel de + 0,2 à + 0,3).

Le condensateur C se chargera donc à une valeur telle que sa tension de charge, considérée comme celle d'une source continue mise en série avec la source *e*, n'amène jamais la tension de la grille de T à une valeur supérieure à + 0,3 V. La valeur minimale du potentiel grille de T n'est alors fonction que de l'amplitude de la tension en *e*.

On peut, tout aussi bien, appliquer au cas du chopper shunt le système indiqué plus haut (figure 4-11) pour le chopper série, à savoir appliquer la tension *e* à la grille de T par un condensateur, sans aucune résistance de fuite entre la grille de T et la masse. Il y a, là aussi, nivellement du potentiel grille de T à une valeur un peu plus positive que dans le cas de la figure 4-15, mais d'une façon telle que la jonction grille-canal ne devienne pratiquement jamais franchement conductrice, à part la conduction minime nécessaire pour restituer au condensateur C les charges qu'il peut avoir perdues du fait des fuites.

Les méfaits de la résistance grille masse.

Pour mieux illustrer ce qui se passe dans le cas de l'utilisation d'un T.E.C. avec grille « en l'air » (non reliée par une résistance de fuite à une électrode quelconque), nous supposerons (figure 4-16) que cette grille est, maintenant, reliée à la masse par une résistance élevée, R'.

Si l'on procède ainsi, on constatera que la forme d'onde existant à l'entrée de l'amplificateur A se trouve légèrement perturbée, cette perturbation étant d'autant plus visible que la valeur de u est faible.

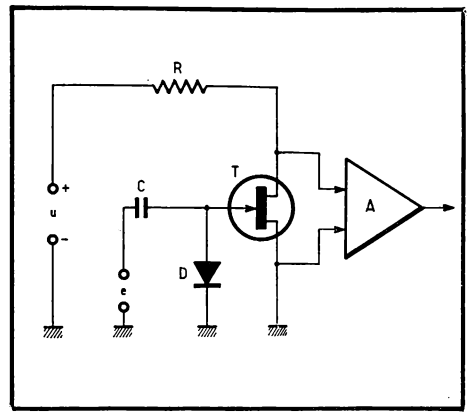


Fig. 4-15. — Pour la commande de grille du T.E.C. en chopper shunt, on peut employer un écrêtage de la tension appliquée par une diode D **au germanium,** dont le seuil de conduction est plus faible que celui de la jonction de T (silicium).

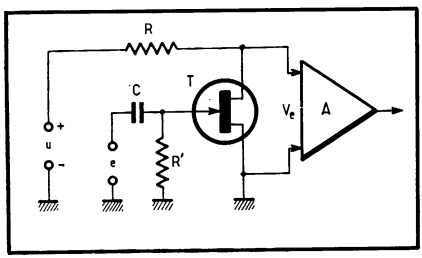


Fig. 4-16. — Dans ce montage de T.E.C. en chopper shunt (couramment utilisé), on compte sur l'effet de « clamping » (nivellement des crêtes) par la diode grille-source du T.E.C. La solution n'est pas parfaite tant que R' n'est pas infinie.

Les formes d'onde correspondantes sont indiquées sur la figure 4-17. En *a*, nous supposons une tension d'entrée u positive. A l'instant t_0, le T.E.C., qui était bloqué, se débloque (la tension E remonte). Pendant que la grille du T.E.C. était à un potentiel négatif, un courant est passé à travers la résistance R', tendant à modifier la tension aux bornes du condensateur C, pour rendre son armature de droite moins négative.

Au moment de la remontée de la tension e, le potentiel grille du T.E.C. va donc remonter au-dessus de zéro. La petite quantité d'électricité qui avait été apportée au condensateur C par la résistance R' devra donc s'écouler par la grille du T.E.C. vers le canal. On pourrait penser qu'elle ira vers la source, le tout sans aucune perturbation à l'entrée de l'amplificateur.

En réalité, pour que cette charge puisse s'écouler, il faudra que la grille puisse prendre, momentanément, un potentiel assez nettement positif par rapport à la masse. Cela signifie que, si la jonction grille-source est devenue conductrice, la jonction grille-drain l'est également ; c'est ce qui explique l'apparition de la tension de perturbation, entre l'instant t_0 et l'instant t_2, telle qu'on la voit sur la figure 4-17 *a*.

Une fois cette charge écoulée par les deux jonctions (principalement par la jonction grille-source, car c'est dans cette direction que la charge s'écoulera le plus facilement) les choses rentrent dans l'ordre, le T.E.C. est simplement débloqué par une tension pratiquement nulle (ou très légèrement positive) sur sa grille, et la tension v_e à l'entrée de l'amplificateur reste pratiquement nulle. Sur la figure 4-17 *b*, nous avons supposé que la valeur de *u* était négative ; le phénomène perturbateur se produit de même au moment du déblocage de T.

Un problème de constante de temps.

Donnons un ordre de grandeur de cette perturbation. Nous supposerons que le condensateur C (figure 4-16) a une capacité de 10 nF $= 10^{-8}$ F ; la tension *s* est une tension pratiquement rectangulaire, à une fréquence de 500 Hz, d'une amplitude crête à crête de 10 V. La résistance R' vaut 1 MΩ.

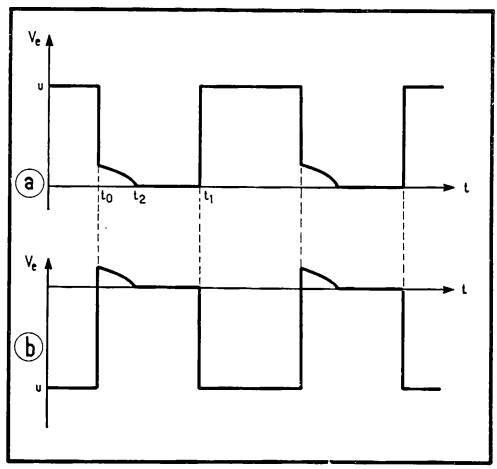


Fig. 4-17. — La forme d'onde $\mathbf{v_e}$ que l'on trouve à l'entrée de l'amplificateur A dans le montage de la figure 4-16 présente des signaux parasites au début de chaque période de déblocage de T : la tension $\mathbf{v_e}$, qui devrait être nulle, est positive en raison du passage par la jonction grille-source de la quantité d'électricité qui doit compenser celle que C a reçu à travers R' (si cette dernière n'est pas infinie) pendant que la grille était négative. En (**a**), la tension d'entrée **u** est positive, en (**b**), il s'agit du cas où **u** est négative.

Dans ces conditions, la grille du T.E.C. est maintenue, à chaque alternance négative de *e*, à une tension négative de — 10 V pendant une milliseconde. Le courant traversant la résistance R', sous une tension de 10 V, vaut, par conséquent, 10 μA (10^{-5} A). Passant pendant une milliseconde, ce courant transporte une quantité d'électricité égale à :

$$10^{-5} \times 10^{-3}, \text{ soit } 10^{-8} \text{ Cb.}$$

Cette quantité d'électricité est donc suffisante pour modifier de 1 V la charge de C. Cette modification de 1 V devra être compensée lors du déblocage de T, et le signal parasite que nous avons mis en évidence sur les formes d'onde de la figure 4-17 aura une amplitude voisine de 1 V.

L'utilisation d'une résistance R' de 10 MΩ aurait réduit ce signal perturbateur de 10 fois, en nous laissant par conséquent 100 mV.

Si, au lieu du courant qui passe dans R' quand la grille est négative, nous n'avons, pour modifier la charge de C, que le courant de fuite du T.E.C., les charges sont tout à fait différentes : ce courant peut très bien être de l'ordre de 10^{-10} A, soit 100 000 fois plus petit que dans une résistance de 1 MΩ. La perturbation correspondante n'est alors que de 10 μV. Il convient encore de préciser que cette valeur de 10^{-10} A (soit 1000 pA) est relativement importante pour un T.E.C., beaucoup d'entre eux ayant un courant de fuite compris entre la moitié et le quart de cette valeur.

En ce qui concerne l'effet des capacités parasites, nous retrouverons des phénomènes tout à fait analogues à ceux qui se sont manifestés lors de l'emploi du chopper série. La seule différence vient du fait que c'est maintenant la capacité parasite C_{GD} entre grille et drain qui va transmettre les signaux perturbateurs. Comme, dans la plupart des T.E.C., la structure est symétrique, cette capacité est du même ordre de grandeur que la capacité grille-source.

Pour compenser l'effet de cette capacité, la meilleure solution sera donc d'utiliser un neudrodynage réalisé exactement de la même façon que dans le cas du chopper série.

Le « paradoxe » de l'inefficacité d'un condensateur shuntant le T.E.C.

Beaucoup de gens pensent que l'effet de cette capacité parasite grille-drain tient au fait qu'il y a fort peu de capacité parasite à l'entrée de l'amplificateur. On s'imagine donc que, si l'on augmentait la capacité parasite à l'entrée de l'amplificateur (entre source et drain du T.E.C.), on minimiserait d'autant l'effet perturbateur de la capacité grille-drain. L'auteur avoue avoir tenu ce raisonnement ; après avoir placé un condensateur en parallèle sur le T.E.C., il a constaté que cela n'apportait aucune modification à la valeur des signaux perturbateurs. L'explication de ce paradoxe apparent tient dans l'utilisation de la transformation de Thévenin, telle que l'indique la figure 4-18.

Sur la figure 4-18 *a*, nous avons schématisé les circuits fondamentaux par où passe l'impulsion perturbatrice au moment des commutations. Le condensateur représenté par C n'est autre que la capacité parasite C_{GD} du T.E.C., le condensateur C' étant simplement la capacité parasite totale entre drain et source du T.E.C. augmentée de la capacité d'entrée de l'amplificateur A.

Si la résistance R se trouve, paradoxalement, placée en *parallèle* avec l'entrée de l'amplificateur, c'est que, si l'on ne considère que la composante alternative, il en va bien ainsi, en négligeant la résistance interne de la source *u*.

Nous avons supposé que la résistance d'entrée de l'amplificateur A était pratiquement infinie par rapport à R.

On voit, sur la figure 4-18 *a*, que la source de tension *e* alimente, par l'intermédiaire d'une sorte de « diviseur de tension » (constitué

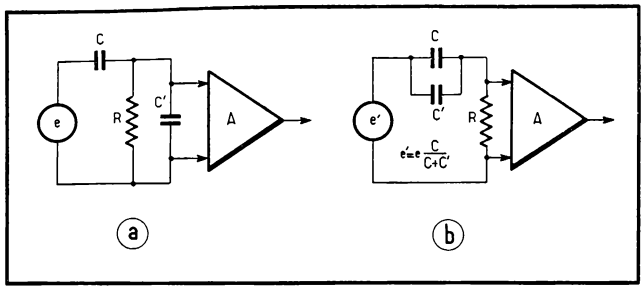


Fig. 4-18. — Explication du « paradoxe » de l'absence d'influence de la capacité shunt C' de l'amplificateur A'' par la transformation de Thévenin.

par les condensateurs C et C'), la résistance R. Nous pouvons donc appliquer à l'ensemble de la source et de ce diviseur de tension capacitif, la transformation de Thévenin. On obtient ainsi le réseau de la figure 4-18 *b*. La source *e* est remplacée par une source *e'* dont la tension est multipliée par :

$$\frac{C}{C + C'}$$

Elle attaque, à travers les condensateurs C et C' mis en parallèle, l'entrée de l'amplificateur et la résistance R.

Nous désignerons par n-1, le rapport de C' à C ; autrement dit nous poserons :

$$C' = (n\text{-}1)\ C.$$

Dans ces conditions, la tension *e'* de la figure 4-18 *b* vaut donc :

$$e' = e/n,$$

la capacité de C et C' mis en parallèle vaut donc

$$C + C' = nC.$$

Nous supposerons enfin que la fréquence de la tension *e* est très nettement inférieure à la fréquence de coupure 3 dB du filtre constitué par R d'une part et (C + C') d'autre part.

Il y a, dans ces conditions, une atténuation très importante de la tension *e'* par ce filtre : nous pourrons admettre que, vue depuis la source *e'*, l'impédance du circuit constitué par R et par C + C' provient exclusivement des condensateurs. Cette impédance sera donc :

$$Z = \frac{1}{2\,\pi\,f\,n\,C}$$

où *f* désigne la fréquence de la tension *e'*.

Le courant qui passe dans le circuit sera donc égal à :

$$i = \frac{e'}{Z} = 2\,\pi\,f\,n\,C\,e'$$

Ce courant, passant dans la résistance R, détermine l'apparition à ses bornes d'une tension

$$v_e = R\,i = 2\,\pi\,f\,n\,C\,R\,e'.$$

Rappelons que cette tension est très inférieure à e', puisque nous avons supposé que la constante de temps du filtre de la figure 4-18 *b*, soit n C R, était très petite par rapport à

$$\frac{1}{2\,\pi\,f}$$

Si, maintenant, nous nous rappelons que la tension e' est égale à

$$e' = e/n,$$

nous pouvons écrire la tension v_e sous la forme

$$v_e = 2\,\pi\,f\,n\,C\,R\,\frac{e}{n} = 2\,\pi\,f\,C\,R\,e$$

On voit que, dans cette dernière expression, le coefficient n ne figure pas. Autrement dit, la variation de la capacité C' est pratiquement sans influence sur l'amplitude de la tension perturbatrice. En d'autres termes, on peut dire que le fait de rajouter un condensateur C' aux bornes d'entrée de l'amplificateur provoque bien une réduction de la tension e' mais, en même temps, une réduction équivalente dans l'atténuation du filtre constitué par R et les deux condensateurs en parallèle. Il en résulte que la tension perturbatrice ne se trouve pas modifiée, ce qui explique le paradoxe apparent.

Ce que nous avons dit là, à propos du chopper shunt, pouvait tout aussi bien s'appliquer au cas du chopper série.

Précautions de réalisations.

Dans tous les cas, indépendamment du problème du neutrodynage, la capacité parasite d'entrée de l'amplificateur n'a pas une grande importance. Il nous sera donc possible de blinder les conducteurs arrivant à l'entrée de cet amplificateur ; ce sera même recommandé, pour éviter la production de capacité parasite entre la connexion de grille du T.E.C. et la connexion d'entrée de l'amplificateur. De telles capacités parasites viendraient augmenter l'effet perturbateur de la capacité grille-drain, se trouvant, en fait, en parallèle avec cette dernière.

On soignera tout particulièrement le blindage du système si l'on désire minimiser les influences perturbatrices. Dans la grande majo-

rité des cas, on voit les réalisateurs de choppers choisir très soigneusement le T.E.C. en considérant comme meilleur celui qui a la plus faible capacité grille-drain, alors qu'ils gagneraient beaucoup plus en portant leur attention sur les capacités parasites *extérieures* au T.E.C. Il est bien évident que l'on peut compenser l'effet de ces dernières par le neutrodynage ; il est non moins évident qu'il est toujours préférable d'avoir le moins de perturbations possibles avant de compenser ces perturbations.

1-3. — CHOPPER MIXTE.

Le chopper mixte (figure 4-19), qui est à la fois série (par T_1) et shunt (par T_2), nécessite deux T.E.C. et deux sources de commande

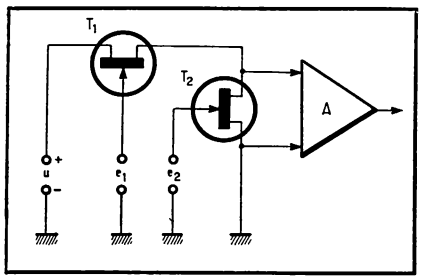


Fig. 4-19. — Montage du chopper « mixte » dans lequel on utilise à la fois un T.E.C. série T_1 et un T.E.C. parallèle T_2, l'un étant conducteur quand l'autre est bloqué.

e_1 et e_2. Ces deux sources doivent être en opposition de phase, pour qu'il y ait toujours un des deux T.E.C. qui soit bloqué, pendant que l'autre est à sa résistance minimale.

La structure d'un tel chopper semble nettement plus complexe que celle du type shunt ou du type série. En réalité, la complexité est plus apparente que réelle. Nons avons vu plus haut que l'on devait, dans la source qui engendre la tension e de commande de grille, engendrer également une tension en opposition de phase avec e pour le neutrodynage. Nous avons donc, en quelque sorte « automatiquement » les deux tensions e_1 et e_2 permettant de commander les deux T.E.C.

Il y a déjà, dans une certaine mesure, un effet approximatif de neutrodynage par la structure même du chopper mixte ; l'effet perturbateur appliqué par la source e_2 au drain de T_2 se trouve partiellement compensé par l'effet perturbateur appliqué par e_1 à la source de T_1. En réalité, cette compensation n'est pas tout à fait suffisante, un léger neutrodynage étant encore nécessaire.

L'avantage fondamental du montage mixte de la figure 4-19 est de permettre la suppression de la résistance R, que l'on trouvait aussi bien dans les choppers shunt que dans les choppers série. Cette suppression permet d'augmenter l'impédance d'entrée du montage. En

effet, dans le montage de la figure 4-19, l'impédance d'entrée du montage est pratiquement infinie pendant la moitié du temps (blocage de T_1), et égale à la résistance d'entrée de l'amplificateur A pendant l'autre moitié (déblocage de T_1).

Ce montage mixte est à recommander quand on veut pousser à l'extrême les possibilités du chopper. Il est quelquefois meilleur, dans ce cas, d'utiliser des MOST plutôt que des T.E.C. à jonction. En effet, dans un MOST, la capacité entre la grille et le canal a des propriétés qui se rapprochent plus de celles d'un condensateur. Dans un T.E.C. à jonction, les capacités parasites sont, en réalité, des jonctions bloquées : la capacité d'une telle jonction varie avec la tension inverse qui lui est appliquée.

Dans un MOST, cette variation est moins importante ; il en résulte qu'il sera possible de compenser plus efficacement les tensions de perturbations par un neutrodynage classique.

Dans le cas d'un montage de chopper mixte, tel qu'il est représenté sur la figure 4-19, tout ce que nous avons dit au sujet de l'élimination des perturbations, à propos du chopper série, reste valable. En particulier, l'utilisation de tensions e_1 et e_2 à flancs relativement peu raides, de préférence trapézoïdales, reste souhaitable. De même, il peut être intéressant d'utiliser un chopper secondaire (à transistor bipolaire classique) pour couper l'amplification lors des transitoires, cette coupure étant effectuée après une préamplification importante.

Puisque nous sommes en présence de trois possibilités de réalisation (chopper série, shunt et mixte), il peut se poser le problème du choix. Nous préciserons que, dans la plus grande partie des cas usuels, un des deux premiers montages convient, sans que l'on puisse indiquer formellement que l'un soit très supérieur à l'autre ; s'il y avait une différence, ce serait plutôt en faveur du chopper série, permettant des performances un petit peu meilleures que celles du chopper shunt. En réalité, le choix du type série ou du type shunt est souvent imposé par des considérations relatives à la résistance interne de la source de tension u, ou à des considérations technologiques.

L'utilisation du chopper mixte, correspondant dans tous les cas à une certaine augmentation de la complexité, ne se justifiera donc que dans les cas extrêmes. Répétons toutefois que cette augmentation de la complexité n'est pas aussi grande que l'on pourrait le croire puisque, dans tout ensemble chopper, la partie relative à la production de la tension de modulation e est toujours relativement complexe.

2. — Portes analogiques.

Il est classique, dans la technique des impulsions, d'utiliser des montages dits « portes », souvent désignés par le terme anglais

« gates », pour laisser passer ou interrompre les impulsions. De telles « portes » ont, en général, un fonctionnement en tout ou rien. Il y a beaucoup de façons de réaliser de telles portes, la solution la plus classique actuellement (1969) étant l'utilisation de circuits intégrés.

Définition d'une porte analogique.

Le problème est différent lorsque l'on désire transmettre ou non un signal qui n'est plus d'une forme impulsionnelle. C'est, par exemple, le problème qui se posera lorsque l'on désirera envoyer sur une voie, ou ne plus l'envoyer, le signal basse fréquence provenant d'un microphone. Il s'agit donc de réaliser un système de « porte » qui ressemble plus au véritable interrupteur mécanique que les circuits intégrés classiquement utilisés dans ce but.

On voit que le T.E.C. permettra une transmission très facile de ce type. Bloqué par une tension négative sur sa grille, il est l'équivalent d'un circuit ouvert, tandis que, débloqué, il se comporte comme une résistance parfaitement *symétrique*. (A condition, comme nous l'avons déjà précisé, que la tension entre son drain et sa source, ne dépasse pas une petite fraction de volt.)

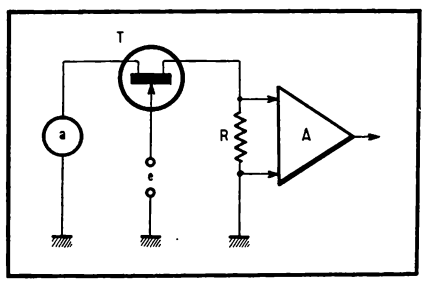


Fig. 4-20. — Montage de la « porte analogique » : la tension alternative **a** est appliquée ou non à l'entrée de l'amplificateur A suivant que T est débloqué ou bloqué.

La figure 4-20 indique le mode de réalisation typique d'une porte analogique. Rappelons ici que l'adjectif « analogique » est employé par opposition à l'adjectif « digital » (ou « tout ou rien »), que l'on applique au cas des signaux impulsionnels.

La source de tension *a* n'est pas une source d'impulsions ; il peut parfaitement s'agir d'un microphone. Le T.E.C. T peut être bloqué par une valeur négative de *e*, auquel cas, la tension *a* n'est pas appliquée à l'amplificateur A. En revanche, si la grille de T est portée à un potentiel pratiquement nul, la tension *a* sera appliquée à l'amplificateur A (et à la résistance R), par l'intermédiaire de la résistance R_{Don} du T.E.C. T.

On voit que ce montage est tout à fait analogue à celui du chopper série, à cette différence près qu'il ne s'agit plus de transformer une tension continue d'entrée en une tension alternative, mais de transmettre (ou non) une tension alternative présente à l'entrée *a*.

Utilisation.

On pourra, par exemple, employer ce montage dans la liaison entre un microphone et un amplificateur, en éliminant tout bruit parasite de commutation, si la forme d'onde appliquée à la grille n'a pas de flanc raide.

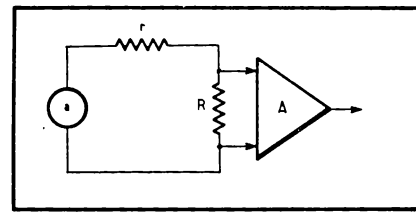


Fig. 4-21. — Dans le montage de la figure 4-20, quand T est débloqué, il joue le rôle d'une résistance r de faible valeur. Même si celle-ci ne suit pas exactement la loi d'Ohm, l'importance en est faible dans la mesure où r est très inférieur à R.

Lorsque l'on souhaite appliquer la tension *a* à l'entrée de l'amplificateur, on porte la grille du T. E. C. à un potentiel voisin de zéro. Il ne faudra donc faire varier que d'une petite fraction de volt la tension du drain de T par rapport à la masse, pour que ce dernier se comporte bien comme une résistance fixe, d'une valeur de l'ordre de R_{Don}.

Il y a lieu, toutefois, de remarquer que la constance de valeur de la résistance apparente drain-source est moins importante ici que dans le cas où l'on emploie le T.E.C. comme résistance variable. En effet, lorsque le T.E.C. est débloqué, le montage se ramène au circuit de la figure 4-21. Dans la mesure où la résistance *r* reste très faible par rapport à R, la transmission du signal depuis la source *a* vers l'entrée de l'amplificateur A reste pratiquement égale à l'unité, même si la résistance *r* varie d'une façon appréciable, à condition de rester inférieure à une certaine valeur limite.

Plus la transmission du circuit de la figure 4-21 s'approche de l'unité, moins il y a lieu de craindre une distorsion d'amplitude introduite par la variation de *r*.

Le montage de la figure 4-20 a été réalisé suivant une technique analogue à celle du chopper série. Si l'on n'a pas utilisé le montage du type du chopper shunt, c'est essentiellement pour deux raisons :

— le montage de la figure 4-20 est le seul qui se prête à une généralisation, aboutissant au commutateur à plusieurs voies, que nous étudierons plus loin ;

— le montage du chopper shunt aurait nécessité la présence d'une résistance R entre la source *a* et l'amplificateur A. Lors du blocage du T.E.C. T (qui se trouverait alors en parallèle sur l'entrée de l'amplificateur), la présence de cette résistance pourrait être gênante ; elle peut augmenter le bruit de fond

de l'amplificateur, et provoquer une atténuation éventuelle des fréquences élevées, en raison de la capacité parasite de l'amplificateur.

3. — Commutateurs à plusieurs directions.

On augmente encore l'intérêt des portes analogiques en permettant à plusieurs signaux de passer successivement sur un canal unique. On réalise alors un ensemble commutateur analogique à plusieurs directions, tel que celui qui est représenté sur la figure 4-22.

Supposons que, initialement, les tensions e_2 et e_3 soient négatives toutes les deux, la tension e_1 étant nulle. On retrouvera donc, aux bornes de R, la quasi-totalité de la tension *a*.

Si, maintenant, nous rendons négative la grille de T_1, en portant à zéro le potentiel de celle de T_2, et en maintenant négative la grillle de T_3, c'est le signal *b* qui va apparaître aux bornes de R. En bloquant T_1 et T_2, et en débloquant T_3, nous appliquerons à l'entrée de l'amplificateur A le signal *c*.

Ce procédé est très utilisé dans les systèmes de télémesure, en particulier dans les transmissions de données à partir d'un satellite artificiel. On branche ainsi successivement, suivant un ordre et un rythme imposés par les tensions de commande e_1, e_2, e_3..., les différents capteurs vers l'entrée de l'amplificateur chargé de moduler l'émetteur. A la réception, il est relativement facile de décoder les informations, en envoyant chacune d'entre elles, à tour de rôle, sur le canal qui lui est imparti.

Le problème qui se pose, lorsque l'on augmente le nombre de voies, est la limitation de la diaphonie. Lorsque, par exemple, T_2 et T_3 sont bloqués, on souhaite ne trouver à l'entrée de l'amplificateur A que la seule tension *a*, et rigoureusement rien qui puisse rappeler les tensions *b* et *c*. Or, T_2 et T_3, même bloqués, ne constituent pas des impédances rigoureusement infinies, surtout aux fréquences élevées, en raison de leur inévitable capacité parasite drain-source. C'est ce fait qui vient limiter le nombre possible de canaux d'une telle porte.

Ces capacités parasites sont d'autant plus gênantes que, dans de nombreux cas, la porte analogique à plusieurs directions est réalisée sous forme de circuit intégré. Dans ces conditions, étant donné la grande proximité des différents T.E.C., les effets des capacités parasites sont relativement importants.

La partie *réelle* de l'impédance des T.E.C. bloqués doit être pratiquement considérée comme infinie, étant donné la très grande valeur de résistance drain-source que l'on peut réaliser dans un T.E.C.

Rien ne s'oppose, évidemment, dans un montage comme celui de la figure 4-22, à ce que l'on utilise cette porte en laissant ouverts

deux canaux simultanément. Par exemple, si les tensions e_1 et e_2 sont nulles en même temps, la tension e_3 étant la seule à être négative, on recueillera, aux bornes de R, une tension qui est un mélange de celle des deux sources *a* et *b*. Précisons toutefois que ce mode d'utilisation est relativement peu courant.

4. — Résistance à valeur commandée.

Principe.

Nous avons déjà indiqué plus haut (pages 95 à 110) que l'on peut considérer l'espace drain-source d'un T.E.C. comme une résistance, suivant approximativement la loi d'Ohm, dont la valeur peut être commandée par la tension grille-source.

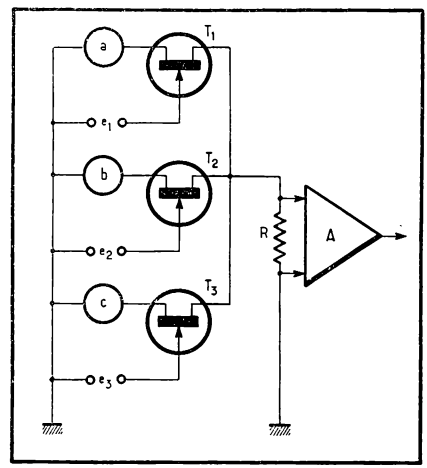


Fig. 4-22. — Système de « porte analogique à trois voies ». Suivant celle des tensions e_1, e_2 ou e_3 qui s'annule (les deux autres sont alors négatives), c'est le signal **a**, ou le signal **b**, ou le signal **c** qui est envoyé à l'entrée de l'amplificateur A. On emploie ce système en télémesure à plusieurs voies.

Nous rappellerons ici que, pour obtenir un fonctionnement relativement linéaire (c'est-à-dire pour suivre exactement la loi d'Ohm), il est important de limiter l'excursion de tension drain-source à une valeur relativement faible.

Il est impossible de donner une limite définie de tension maximale. Cette limite dépend du type de T.E.C. et du taux de distorsion que l'on peut tolérer. Indiquons seulement que, si l'on se limite à une tension inférieure à 30 mV_{eff} dans un T.E.C. classique ayant un i_{DSS} de 4 mA et un V_p de — 4, on aura, dans la relation de courant drain-source à la tension drain-source, pour une polarisation nulle de la grille, un défaut de linéarité qui ne dépassera pas 2 %.

Compresseur de contrastes.

Un tel taux de distorsion, relativement prohibitif lorsqu'il s'agit de stabiliser l'amplitude d'un générateur basse-fréquence, est rela-

tivement admissible, par exemple, dans un montage compresseur de contraste.

Rappelons le schéma général d'un tel système. On voit, sur la figure 4-23, que le T.E.C. constitue, avec la résistance R, un diviseur de tension. Si la tension de sortie de l'amplificateur A est très faible, il n'y a, au point B, c'est-à-dire aux bornes de C_2 qu'une tension détectée pratiquement nulle. On trouvera de même une tension presque nulle au point F.

Le diviseur de tension constitué par les résistances R_3 et R_4 appliquera donc à la grille de T, une tension négative, inférieure en valeur absolue à p. On a choisi la valeur de p et celles des résistances R_3 et R_4 (ces deux résistances sont grandes par rapport à R_1, R_2 et R_5), de telle sorte que, dans ces conditions initiales, le T.E.C. soit pratiquement bloqué. Sa résistance drain-source est alors pratiquement infinie, et la totalité de la tension e est appliquée à l'entrée de l'amplificateur A.

Si cette tension est trop importante, produisant donc une tension de sortie S trop élevée, la diode D_1 détectera cette tension et chargera le condensateur C_2, rendant positif le potentiel du point B. Cette tension positive va se retrouver au point F, avec une certain retard, introduit par la constante de temps venant du réseau R_2, D_2, R_5, C_3.

Au fur et à mesure que le potentiel du point F s'élève, celui du point G devient de moins en moins négatif et le T.E.C. se débloque. Il y a donc réduction de la résistance apparente drain-source du T.E.C., ce qui entraîne une atténuation de la tension e, dont seule une partie se trouve appliquée à l'entrée de A.

On voit donc qu'une augmentation de la tension de sortie S tend à réduire la tension d'attaque de l'amplificateur, compensant partiellement l'effet de cette augmentation.

Retards de commande.

La constante de temps introduite par le réseau R_2, R_5, D_2, C_3 est destinée à empêcher que la tension détectée en B agisse instantanément sur la polarisation du T.E.C. Cette dernière ne doit, en effet, pas varier pendant une période du signal. La constante de temps doit donc être nettement supérieure à la plus grande valeur de période du signal à amplifier. Il ne faut toutefois pas pousser cette constante de temps trop loin, sinon on introduirait un retard très important lors de l'entrée en action du système compresseur, de même que pour la cessation de cette action.

Etant donné l'utilisation classique de ces compresseurs de volume, il est souvent nécessaire que l'entrée en action de cette compression soit plus rapide que la cessation de cette action. C'est pourquoi on a

prévu que, lors de l'*augmentation* du potentiel du point B, la résistance R_2 se trouve mise en parallèle avec la résistance R_5 (D_2 conductrice). Ainsi, la constante de temps est plus réduite que lors de la

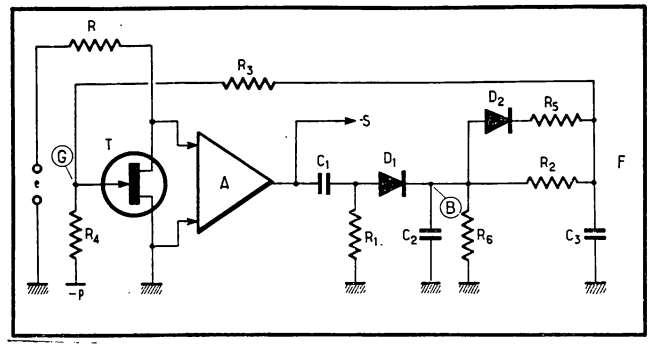


Fig. 4-23. — Montage « compresseur de dynamique », faisant varier le gain d'un ensemble en raison inverse de la tension d'entrée. Le T.E.C. T constitue avec la résistance R un diviseur de tension. Normalement, le T.E.C. est fortement polarisé, la totalité de la tension e arrive à A. Si la tension de sortie de (A) dépasse un certain minimum, la diode D_1 détecte le signal et donne en (B) une tension positive, que l'on retrouve, retardée par R_2 - C_3, en (F) : le T.E.C. est moins polarisé et il y a atténuation de e.

diminution du potentiel du point B. Dans ce dernier cas, la diode D_2 se bloque, la résistance R_5 n'intervient donc plus en parallèle sur R_2, et la constante de temps est augmentée.

Il convient de choisir un amplificateur A dont le gain soit au moins de 100 en tension (40 dB) pour que l'on puisse disposer à sa sortie d'une tension capable, après détection, de dépolariser efficacement la grille de T, et ceci pour une tension d'entrée qui ne dépasse pas quelques dizaines de millivolts.

Si l'on voulait que l'action de la compression soit plus efficace, il serait évidemment possible de faire intervenir une détection « retardée », ainsi qu'on le fait souvent pour les systèmes de C.A.G. dans les récepteurs. Pour arriver à un tel résultat, il suffirait de polariser négativement le pied de la résistance R_1. La détection du signal de sortie ne se produisant que lorsque l'anode de la diode D_1 est positive, cette détection n'interviendrait (et assez brutalement), qu'au-delà d'un niveau déterminé de la tension S.

Stabilisation d'amplitude d'un générateur.

On peut évidemment penser à l'utilisation d'un tel système pour stabiliser, par exemple, l'amplitude des oscillations d'un générateur basse fréquence. Dans ce cas la difficulté fondamentale réside dans la distorsion qu'introduit le T.E.C. On pourrait, à la rigueur, lutter contre cette distorsion, en limitant à quelques millivolts (moins de 5 mV_{eff}), la tension maximale aux bornes du T.E.C. Il faudrait alors, dans la chaîne de réaction de l'oscillateur, faire intervenir un ampli-

ficateur très linéaire à grand gain. Le problème se présente un peu différemment maintenant, du fait de l'existence des amplificateurs opérationnels intégrés d'un prix relativement accessible. Il n'en reste pas moins que la stabilisation de l'amplitude par les méthodes classiques (emploi de lampes à filament de tungstène, de résistances du type CTN ou de photorésistances) semble préférable, en raison des résultats obtenus.

On ne peut énumérer ici toutes les applications possibles de l'emploi du T.E.C. en résistance variable. Les montages qui font appel à ce dispositif dans ce but sont très nombreux.

CHAPITRE 5

CIRCUITS D'UTILISATION EN RÉGIME LINÉAIRE BASSE FRÉQUENCE

Les T.E.C. et MOST, très intéressants comme nous l'avons vu, dans certains circuits impulsionnels, sont aussi largement utilisés dans les amplificateurs basse fréquence.

On emploie essentiellement, dans ce cas, leur propriété de haute impédance d'entrée. Ce sera le cas, par exemple, si l'on désire amplifier le signal produit par un phonocapteur piézo-électrique. On les retrouvera de même comme étages d'entrée dans les amplificateurs vidéo fréquence des caméras de télévision. Ils seront les auxiliaires précieux des capteurs de pression (ou d'accélération), basés sur des phénomènes piézo-électriques.

Il est possible, évidemment, de réaliser un amplificateur de tension qui ne comporte que des T.E.C. Dans la pratique, il est relativement rare de procéder ainsi, tout au moins en éléments discrets. Cette technique des T.E.C. en cascade est plus souvent utilisée dans les circuits intégrés.

1. — Montage en cascade d'étages à source commune.

Une utilisation assez classique du T.E.C., quand on désire utiliser à la fois sa grande impédance d'entrée et ses possibilités d'amplification en tension, est le montage source commune.

Schéma.

La mise en cascade de plusieurs montages de ce type est parfaitement réalisable, comme l'indique la figure 5-1.

Dans ce montage, nous avons supposé que chaque étage était polarisé par la source, par la résistance R_1 pour T_1, R_4 pour T_2. Si l'on veut éviter une contre-réaction trop importante (nous verrons, en effet, que le gain en tension de chaque étage est relativement modeste), il faut découpler chaque résistance de source par un condensateur de forte capacité : ce sera C_1 pour le premier étage et C_3 pour le second. La valeur de ce condensateur doit être choisie de telle sorte que son impédance, à la plus basse fréquence à amplifier, soit, en valeur absolue, faible par rapport à $1/s$, où s désigne la pente du T.E.C. dans le régime de fonctionnement utilisé. Cela peut nous conduire à des valeurs de capacité très importantes.

Supposons, par exemple, que la pente s de T_1 soit, en régime de fonctionnement, de 2 mA/V. Son inverse, $1/s$, correspond donc à une résistance de 500 Ω. Si nous désirons amplifier correctement des fréquences descendant jusqu'à 25 Hz, il ne faudra pas oublier que, à cette fréquence, l'impédance d'un condensateur de 1 µF est de l'ordre de 6 400 Ω. Avec 10 µF, nous avons encore 640 Ω. On en conclut qu'un condensateur de découplage source de près de 100 µF est nécessaire dans ce cas.

En revanche, il y a un condensateur dont la valeur pourra être très faible : c'est celui qui lie le drain de T_1 à la grille de T_2. Comme nous pouvons nous permettre d'utiliser une résistance R_3 de très grande valeur (par exemple 10 MΩ), C_2 pourra être très petit, puisque avec une valeur de C_2 de 640 pF, nous aurons une atténuation de 3 dB à 25 Hz.

C'est la raison pour laquelle il nous semble plus intéressant, quand cela est possible, de polariser les T.E.C autrement que par une résistance entre source et masse. On peut le faire par une tension négative sur la grille, la source étant reliée à la masse. Dans cette dernière hypothèse, on gagne encore sur un point : on augmente ainsi la différence de potentiel drain-source.

Il y a là, en effet, un point à ne pas négliger. Pour qu'un T.E.C. fonctionne correctement, nous avons vu que la différence de potentiel drain-source doit être au moins égale à la tension V_p, diminuée éventuellement de la polarisation grille (c'est-à-dire que, plus exactement, c'est la différence de potentiel drain-grille qui doit être supérieure à V_p).

Le problème du gain.

On n'utilise pas, en général, des tensions d'alimentation E très élevées. Il y a, en effet, des T.E.C. qui ne les supporteraient pas à l'état bloqué. Si nous nous sommes limité à 24 V, le courant drain du T.E.C. étant de 2 mA, on voit qu'il est nécessaire d'utiliser une résistance de drain (R_2) inférieure à 10 kΩ. Une telle résistance intro-

duit déjà une chute de tension normale de 20 V : il ne reste que 4 V entre drain et source, en supposant cette dernière connectée à la masse.

Avec une telle résistance et une pente de 2 mA/V, le gain en tension de l'étage est seulement de 20, ce qui représente déjà 26 dB, mais peut sembler faible par rapport à ce que l'on attendait. En

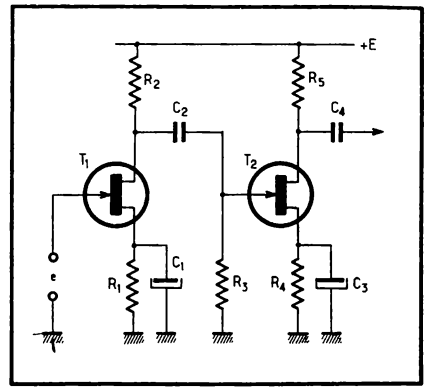


Fig. 5-1. — Montage typique de deux étages à T.E.C. en source commune en cascade, avec polarisations par les sources. Le condensateur de liaison C_2 peut être très petit, car R_3 peut avoir une valeur considérable (10 MΩ par exemple).

réalité, le gain en puissance est beaucoup plus élevé, puisque l'impédance d'entrée de T_1 se chiffre en dizaines ou centaines de mégohms, alors que l'impédance de sortie de l'étage est très voisine de R_2, soit ici de 10 kΩ.

Il faut faire ici une remarque particulière. Si le gain en tension de T_1 est, par exemple, 26 dB, et que le gain en tension de T_2 soit, par exemple, 22 dB, on obtient le gain total en additionnant les décibels relatifs à chaque étage, suivant la théorie la plus pure (ce qui fera, en tout, 48 dB).

Autrement dit, dans un montage en cascade d'étages source commune, l'entrée de l'étage suivant ne charge absolument pas la sortie de l'étage précédent. Celui-ci fonctionne exactement comme s'il était tout seul.

Cela dit, on peut se demander pourquoi la quasi-totalité des amplificateurs dont l'étage d'entrée est équipé d'un T.E.C. ont, comme étages suivants, des transistors bipolaires. La raison en est tout simplement, que l'on peut obtenir ainsi une amplification un peu plus grande. D'autre part, il y a fort à parier que l'étage de sortie ne sera pas un T.E.C. Il doit donc être commandé sur sa base, par un courant. Il est donc logique de prévoir une chaîne d'amplification en courant entre le T.E.C. et l'étage final. Pour une telle chaîne, les transistors bipolaires sont relativement plus indiqués.

Il faut citer également une autre raison : dans de nombreux cas,

les transistors bipolaires sont... moins coûteux que les T.E.C. Cette raison est bien prosaïque, mais les questions d'économie gouvernent souvent les techniques.

Amplificateur sans résistance.

Signalons un curieux montage qui déroute beaucoup certains, celui de la figure 5-2.

L'étage d'entrée, T_1, est un MOST à canal N à enrichissement (la grille doit être polarisée positivement par rapport à la source). En revanche, le rôle du MOST T_2 est beaucoup moins évident. Il s'agit, en réalité, d'une *résistance*, mais elle est bien camouflée.

Considérons, en effet, le réseau de caractéristiques I_D/V_{DS} d'un MOST (figure 5-3). On voit que, quand le potentiel de la grille est de + 6 V, et que la tension drain-source est également de 6 V, le point de fonctionnement est A. S'il y a 7 V entre grille et source, de même qu'entre drain et source, le point de fonctionnement est B. Pour 8 V drain-source et grille-source, ce sera le point C, le point D étant valable pour 9 V de tension drain-source et de tension grille-source.

Pour tous ces points de fonctionnement A, B, C, D..., la grille est au potentiel du drain. On voit que ces différents points se trouvent sur une courbe (tracée en tirets sur la figure 5-3), qui ressemble à peu près à une droite ne passant pas par l'origine. Autrement dit, un MOST à enrichissement, dont on relie la grille et le drain, se comporte à peu près comme une résistance en série avec une certaine force contre-électromotrice. On peut donc l'utiliser comme charge de drain pour un autre MOST, et c'est ce qui a été fait dans le premier étage sur la figure 5-2.

Le point de fonctionnement étant convenablement choisi, la polarisation positive nécessaire pour le MOST T_3 se trouve être égale à la composante continue de tension drain du MOST T_1 ; on a donc relié directement le drain de T_1 à la grille de T_3. Ce dernier a, lui aussi, un MOST dont le drain et la grille sont court-circuités (T_4) comme charge de drain.

On peut se demander pourquoi l'on a utilisé un élément a priori aussi coûteux qu'un MOST pour remplacer, d'ailleurs assez approximativement, une résistance. La raison en est toute simple : le montage de la figure 5-2 est destiné à être réalisé en circuit intégré. On voit que, dans ces conditions, il ne comporte ni condensateur ni résistance, ce qui est l'idéal pour un circuit intégré. Même si les performances individuelles des MOST amplificateurs T_1 et T_3 sont relativement modestes, le tout permettra une amplification énorme, car le nombre d'étages peut être extrêmement élevé.

En effet, dans les circuits intégrés à MOST, comme nous l'avons

déjà dit à propos des registres de transfert, le nombre d'éléments actifs que l'on peut réaliser sur une petite pastille est de plusieurs centaines.

2. — Couplages et découplages.

Sur la figure 5-1, nous avons représenté le couplage entre T_1 et T_2 par un circuit du type condensateur-résistance. C'est ainsi que l'on fera dans les amplificateurs basse fréquence, où l'on ne désire point transmettre la composante continue.

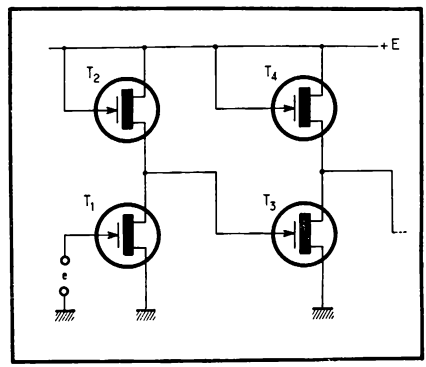


Fig 5-2. — Schéma utilisé dans les amplificateurs intégrés à MOST. Ici, T_2 et T_4 servent de résistance de charge aux MOST T_1 et T_3

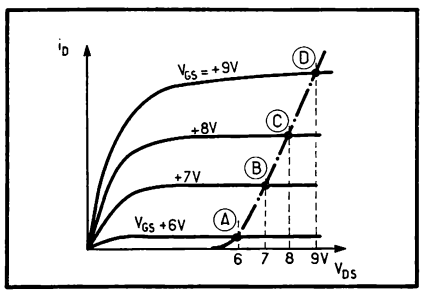


Fig. 5-3. — Si, dans un MOST à enrichissement, on réunit la grille et le drain, la variation de la tension entre la source d'une part, la grille et le drain connectés entre eux d'autre part, engendre une variation de courant drain (courbe en traits mixtes) qui rappelle un peu une loi linéaire.

Cette dernière est transmise par un couplage direct comme celui de la figure 5-2. On peut également faire un couplage direct dans le cas des T.E.C. à jonction, en particulier quand on désire réaliser un amplificateur opérationnel.

Spécifions toutefois que, dans ce dernier cas, l'étage d'entrée seul est équipé de deux T.E.C., souvent montés en sourçodyne, et souvent situés dans le même boîtier. Les étages suivants sont équipés de transistors bipolaires, en général en montages symétriques.

Indépendamment de ces couplages voulus, réalisés entre le drain d'un étage et la source du suivant, il y a, hélas, des couplages indésirables.

Les impédances communes.

Ces couplages proviennent, en général, de la présence d'une résistance commune à plusieurs étages, cette résistance étant située dans le circuit d'alimentation.

En effet, dans la figure 5-1, par exemple, on voit que la même source d'alimentation + E alimente les drains de T_1 et de T_2. La variation du courant drain de T_2 entraînera donc automatiquement une variation du potentiel + E, car la source d'alimentation a forcément une résistance interne non nulle.

Cette fluctuation va s'ajouter aux tensions produites aux bornes de R_2 par la variation du courant drain de T_1. Il pourra en résulter, surtout avec plus de deux étages, une entrée en oscillation de l'ensemble. C'est là un défaut auquel on remédie par la technique du découplage.

La figure 5-4 indique une solution possible pour découpler les alimentations drain de T_1 et de T_2. On voit que ce montage est extrêmement analogue à celui de la figure 5-1, il en diffère essentiellement par la présence de la résistance R_6 et du condensateur C_5. Cet ensemble constitue un filtre passe-bas, permettant de disposer au point A d'un potentiel un peu inférieur à + E, mais débarrassé en grande partie des fluctuations éventuelles qui pourraient affecter + E.

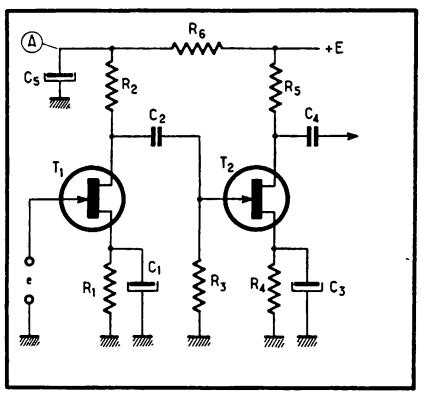


Fig. 5-4. — Dans le schéma de la figure 5-1, on observe souvent des oscillations dues au couplage des étages par l'impédance commune de la source d'alimentation. Le filtre passe-bas R_6 - C_5 permet, dans de nombreux cas, de supprimer ces accrochages.

Un tel découplage n'est évidemment pas parfait, puisque son efficacité est d'autant plus faible que la fréquence des composantes perturbatrices pouvant se trouver dans + E est plus faible. Si l'on constate un accrochage à fréquence basse malgré l'utilisation de ce découplage, la meilleure solution consiste à remplacer le condensateur C_5 par une diode Zener, de tension nominale inférieure à E, mais cependant assez grande pour alimenter correctement T_1.

On a ainsi réalisé au point A, une alimentation stabilisée, relativement insensible aux fluctuations de + E, quelle que soit la fréquence de ces fluctuations. Cette solution est évidemment le découplage idéal.

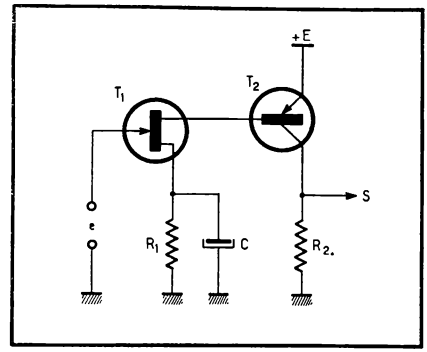


Fig. 5-5. — Exemple de couplage d'un T.E.C. à un transistor **p-n-p**, le T.E.C. étant polarisé par courant source.

Les problèmes de découplage sont fortement simplifiés dans le cas des amplificateurs symétriques. Quand le courant augmente dans un des éléments d'un étage symétrique, il diminue, en principe, autant dans l'autre. Le courant total restant constant, il n'y a pas à craindre de perturbations de la tension d'alimentation.

3. — Couplage d'un T.E.C. ou d'un MOST à un transistor à injection.

Nous avons dit plus haut que la plupart des amplificateurs équipés d'un T.E.C. ou d'un MOST comme étage d'entrée comportaient, pour les étages suivants, des transistors à injection (bipolaires). Nous allons donc voir rapidement (car le sujet a déjà été rencontré pages 88 et 112), les méthodes de couplage d'un T.E.C. ou d'un MOST avec un transistor bipolaire.

3-1. — COUPLAGE PAR LE DRAIN.

Lorsque l'on désire coupler le drain d'un T.E.C. à un transistor bipolaire classique, on peut, évidemment, alimenter le drain du T.E.C. à travers une résistance, et considérer que c'est la tension variable de drain qui alimente l'entrée de l'amplificateur à transistors.

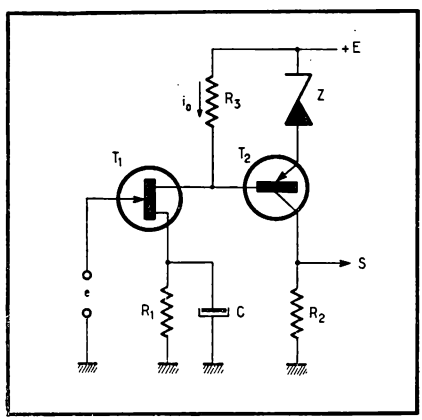
Cette solution est relativement peu recommandable. Il est préférable d'utiliser directement le *courant* du drain pour commander la base du transistor. Si le T.E.C. est du type à canal N, il faudra donc le coupler à un transistor *p-n-p,* pour que les sens des courants soient convenables.

C'est ce qui est fait, par exemple, sur le circuit de la figure 5-5. L'inconvénient d'un tel circuit est qu'il amène à utiliser le T.E.C. avec un courant drain très faible, puisque ce dernier est égal au courant base du *p-n-p*, normalement minime.

Si l'on veut s'affranchir de cette difficulté, on peut utiliser le montage de la figure 5-6, dans lequel le courant base du transistor T_2 est égal au courant drain du T.E.C. T_1, diminué du courant (pratiquement constant) i_0, qui passe dans la résistance R_3. Il y a, en effet, une différence de potentiel aux bornes de R_3 qui est presque constante, puisqu'elle est très proche de la tension aux bornes de la diode Zener Z.

Nous avons vu que, dans la figure 5-6, la polarisation du T.E.C. était assurée par sa source. On peut arriver à une meilleure stabilité en utilisant, pour polariser le T.E.C., une partie de la tension de sortie, c'est-à-dire de celle qui apparaît aux bornes de R_2. C'est ce qui est fait sur le schéma de la figure 5-7.

On voit, sur cette figure, que l'on a réalisé une prise sur la résistance de charge collecteur de T_2. Cette résistance est maintenant constituée de R_2 et R_4. La composante continue de tension existant au point A, filtrée par R_5 et C, sert à polariser le T.E.C.



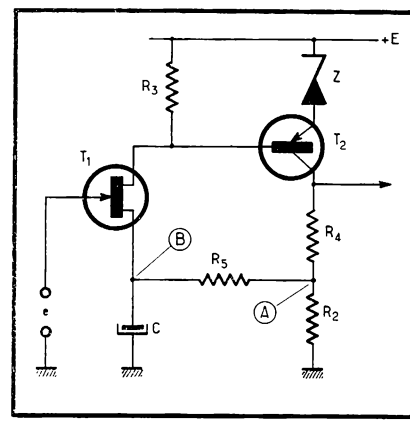


Fig. 5-6 (à gauche). — Amélioration du montage de la figure 5-5, consistant à injecter dans le drain du T.E.C. un courant constant i_0, en plus du courant base de T_2, pour augmenter la pente du T.E.C.

Fig. 5-7 (à droite). — Indépendamment de l'artifice de la figure 5-6, ce schéma utilise une régulation automatique de la polarisation source de T_1 en fonction du courant drain de T_2. Exemple de réalisation : + E = 24 V, T_1 = 2 N 3823, ou T 3 — 3 —, T_2 = D 29 A 4, Z = BZX 46 C 8 V (**Sescosem**), R_2 = 470 Ω, R_3 = 120 kΩ, R_4 = 1 kΩ, R_5 = 1,8 kΩ, C = 22 μF.

La valeur de R_5 a été choisie de telle sorte que le courant de source de T_1, traversant cette résistance, n'y produise qu'une chute de tension négligeable.

La stabilisation de polarisation fonctionne ainsi : si le courant du T.E.C. T_1 a tendance à augmenter, celui de T_2 en fait autant, ainsi que le potentiel moyen du point A. Il en sera de même du potentiel du point B, ce qui, augmentant la polarisation du T.E.C., luttera contre la tendance à l'augmentation du courant drain.

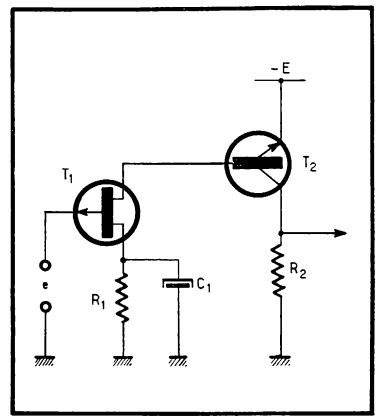


Fig. 5-8. — Pour coupler un T.E.C. par la base à un transistor **n-p-n**, il faut que le T.E.C. soit à canal P. Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 3278 (**SGS**) ou F 2— 2+, T_2 = 2 N 1613, R_1 = 22 kΩ, C_1 = 10 μF, R_2 = 1 kΩ, —E = —12 V (ajuster R_1 pour que le potentiel collecteur de T_2 soit environ —6 V au repos).

Les schémas des figures 5-5, 5-6 et 5-7 se transposent aisément au cas d'un T.E.C. à canal P : la figure 5-8 indique comment le drain d'un T.E.C. à canal P peut être couplé à la base d'un transistor *n-p-n*, la tension d'alimentation (négative) étant appliquée sur l'émetteur de T_2.

Les schémas des figures 5-5 à 5-8 présentent l'avantage, comme tous les montages de ce type à transistors « complémentaires » (on ne peut tout de même pas dire qu'un *p-n-p* soit « authentiquement » complémentaire d'un T.E.C. à canal N), d'être relativement très peu sensibles aux fluctuations de la tension d'alimentation E.

Ces schémas se transposent parfaitement au cas des MOST, en tenant compte, toutefois, du fait que dans un MOST à enrichissement, la polarisation de grille a la même polarité que la tension drain-source.

3-2. — COUPLAGE PAR LA SOURCE.

Principe.

Dans un T.E.C. à canal N, le courant « sort » par la source. Il sera donc possible de coupler directement cette dernière à la base d'un transistor bipolaire du type *n-p-n*.

Le schéma de la figure 5-9 indique une possibilité de réalisation de ce type de couplage.

Il importe de remarquer ici que la source du T.E.C. est à potentiel

presque constant, puisqu'elle est reliée à la base d'un transistor bipolaire, dont l'émetteur est à la masse. On n'a donc, de ce fait, introduit aucune contre-réaction dans le T.E.C. par la source. Il n'en serait pas de même si la résistance R de charge du transistor T_2 avait été placée entre émetteur et masse de ce transistor, au lieu d'être entre + E et collecteur.

Autrement dit, dans le couplage d'un T.E.C. à un transistor bipolaire, il est préférable de monter ce dernier en émetteur commun.

Polarisation du T.E.C.

On remarquera, sur le montage de la figure 5-9, que la polarisation *p* est supposée appliquée à la grille de T_1, sous forme d'une

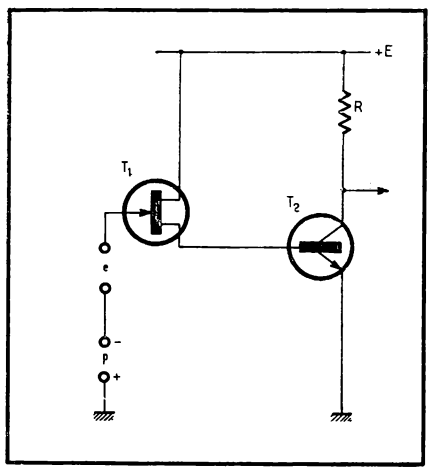


Fig. 5-9. — On peut coupler un T.E.C. canal N à la base d'un **n-p-n** en envoyant à cette dernière le courant source du T.E.C. Il faut une polarisation **p** pour la grille du T.E.C.

tension fixe superposée à la tension *e*, composante alternative d'attaque à l'entrée de T_1.

Dans cette polarisation, il convient de tenir compte de la différence de potentiel base-émetteur de T_2, qui porte déjà la source de T_1 à un potentiel de + 0,6 V environ par rapport à la masse.

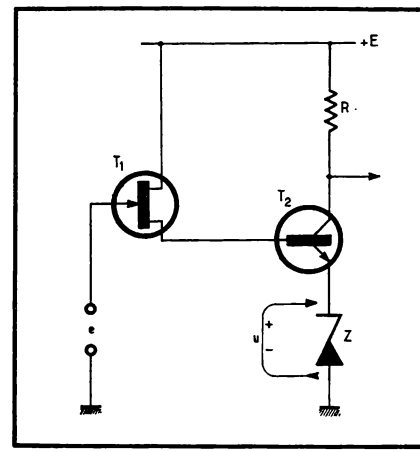
On pourrait envisager de polariser le T.E.C. T_1 en portant simplement l'émetteur de T_2 à un potentiel positif, par exemple au moyen d'une résistance entre émetteur et masse, résistance découplée par un condensateur. Cette dernière n'est pas tellement favorable, car elle nécessiterait l'utilisation d'un condensateur de capacité considérable, entre l'émetteur de T_2 et la masse.

Emplois de diodes Zener.

Il est préférable d'utiliser, si l'on veut polariser le T.E.C. par la source, la méthode de l'amplificateur symétrique ou celle de la diode Zener.

Sur la figure 5-10, nous avons supposé qu'une diode Zener Z portait le potentiel de l'émetteur de T_2 à une valeur $+ u$. Dans ce cas, la source de T_1 est portée à un potentiel de l'ordre de $u + 0{,}6$ V. Si cette valeur convient au T.E.C., c'est parfait, mais, hélas, il y a fort à parier que cette polarisation sera excessive. En effet, les diodes Zener de bonne qualité ne commencent à fonctionner correctement qu'à partir de tensions Zener de l'ordre de 4 ou même 5 V. Il est rare que l'on doive polariser un T.E.C. à une valeur aussi élevée. Dans ce cas, on peut tourner la difficulté par le montage de la figure 5-11.

Fig. 5-10. — L'emploi, dans le montage de la figure 5-9, d'une diode Zener dans l'émetteur de T_2 n'est pas une bonne solution : il est rare que l'on puisse trouver une diode Zener de bonne qualité ayant une tension assez basse pour obtenir la polarisation correcte du T.E.C.



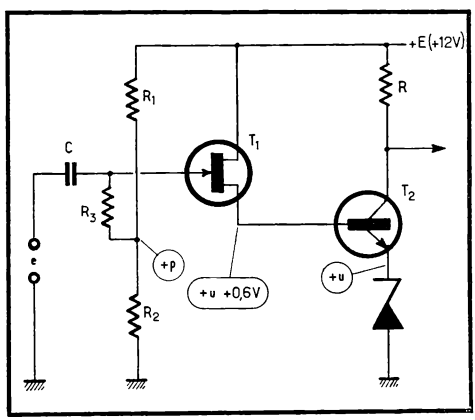


Fig. 5-11. — On tourne la difficulté en utilisant, pour Z dans le montage de la figure 5-10, une bonne diode Zener de 6 à 8 V et en réalisant, par le diviseur R_1 — R_2 une polarisation positive adéquate de la grille de T_1 : ce diviseur étant réglé pour que la polarisation grille-source de T_1 ait la valeur voulue.

On a utilisé dans ce montage une diode Zener de bonne qualité, c'est-à-dire dont la tension aux bornes, u, est au moins de 6 V. Dans ces conditions, le potentiel base de T_2 est de l'ordre de 6,6 V. C'est pourquoi l'on a porté la grille de T_1 à un potentiel positif $+ p$, par le diviseur de tension R_1-R_2 et la résistance R_3. Dans ces conditions, la polarisation du T.E.C. est alors de :

$$u + 0{,}6 - p.$$

On choisit donc la valeur de p, d'après le rapport R_2/R_1, pour que le T.E.C. soit correctement polarisé.

Justification de l'emploi des trois résistances.

On peut se demander pourquoi nous avons employé les trois résistances R_1, R_2 et R_3 pour polariser positivement la grille de T_1, alors qu'il en aurait suffi théoriquement de deux. En effet, il était possible de réaliser cette polarisation au moyen de R_1 entre $+$ E et grille de T_1, R_2 étant placé entre cette grille et la masse.

Si nous ne l'avons pas fait, c'est parce qu'une telle solution pouvait conduire à une valeur beaucoup trop élevée pour la résistance R_1. En effet, nous faisons tout pour conserver les avantages intrinsèques du T.E.C., en particulier sa grande résistance de grille. Si nous supposons, par exemple, qu'avec une tension E de $+$ 12 V, nous désirons une polarisation positive p de $+$ 2 V, la résistance de grille étant de l'ordre de 10 MΩ, examinons à quelle valeur de R_1 et de R_2 nous aurons affaire.

La transformation de Thévenin nous dit que la résistance équivalente de grille est égale à R_1 en parallèle avec R_2. Ici, cette résistance sera très proche de R_2, puisque, en raison des valeurs de tensions choisies, il faudra que $R_1 = 5 \times R_2$.

Si nous prenons, par exemple, $R_2 = 10$ MΩ, cela nous conduit à donner à R_1 une valeur de 50 MΩ, solution assez discutable du point de vue technologique.

Nous préférerons donc, dans un tel cas, prendre pour R_2 une valeur de 100 kΩ, R_3 seul valant 10 MΩ.

Couplage de la source du T.E.C. à un L.T.P.

Ainsi que nous l'avons indiqué plus haut, il existe un autre moyen de polariser le T.E.C. ; il est indiqué sur la figure 5-12.

On voit que cette fois, T_1 attaque, par sa source, la base d'un des transistors d'un amplificateur du type symétrique L.T.P. On sait que dans un tel amplificateur, tout se passe, pour une attaque et une sortie dissymétriques, comme si le gain du transistor T_2 était divisé par deux. On choisit exactement la polarisation de l'émetteur de T_2 et de T_3, donc de la source du T.E.C. T_1, par le potentiomètre de réglage P.

Cette solution peut sembler coûteuse ; en effet, on a rajouté un transistor de plus et l'on a divisé le gain par deux. Mais, sous ce gaspillage apparent, se cache un avantage très réel. La polarisation positive de l'émetteur de T_2 (et de T_3) correspond à celle que l'on aurait obtenu par une résistance entre émetteur et masse de T_2, cette résistance étant shuntée par un condensateur de capacité *infinie*. Ce type de couplage convient donc parfaitement pour les couplages continus. Il permet, en quelque sorte, de pallier l'absence de diodes

Zener de tensions très faibles, et surtout de diodes dont la tension puisse être ajustée régulièrement au gré de l'utilisateur.

Dans les montages des figures 5-9 à 5-12 comprises, nous avons tout simplement relié le drain du T.E.C. au + E. En effet, c'est la solution la plus commode. Mais, s'il se trouve que + E soit une tension trop élevée pour le T.E.C., il sera facile de n'appliquer au

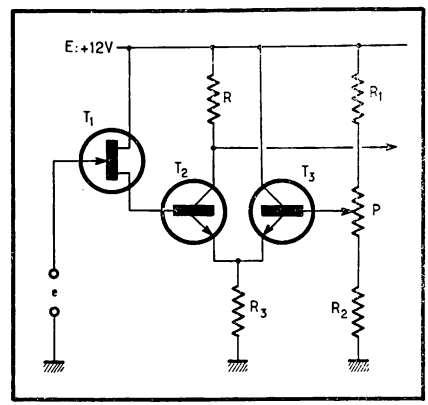


Fig. 5-12. — Au lieu de polariser l'émetteur de T_2 par une diode Zener, comme dans la figure 5-11, on peut simplement relier cet émetteur à celui d'un autre transistor, T_3, constituant avec T_2 un étage L.T.P.

drain de ce dernier qu'une partie de + E, obtenue au moyen d'un diviseur de tension. Tant que la différence de potentiel grille-drain du T.E.C. est supérieure à V_p, ce transistor fonctionne correctement. La présence d'une résistance dans le drain ne perturbera donc pas son fonctionnement ; tout au plus, cette résistance augmentera-t-elle la capacité du montage, en raison de l'effet Miller.

Signe de l'amplification.

On remarquera une différence fondamentale entre le montage de la figure 5-9, par exemple, et celui de la figure 5-5. Dans le cas du couplage par le drain (figure 5-5), à une *augmentation* de tension grille du T.E.C., correspondait une augmentation du courant collecteur du transistor bipolaire, donc une augmentation du potentiel de sortie S. Autrement dit, le montage de la figure 5-5 réalise une amplification *en phase* de la tension *e*. A l'opposé, toute augmentation du potentiel grille de T_1, dans le montage de la figure 5-9, se traduit par une augmentation du courant collecteur de T_2, donc par une *diminution* du potentiel collecteur de ce dernier. Le montage de la figure 5-9 réalise donc une amplification de *e* en *opposition de phase*.

Ce qui a été dit au sujet des montages à couplage par le drain (nécessité de faire travailler le T.E.C. avec un courant un peu faible), peut être intégralement répété en ce qui concerne les montages à couplage par la source. C'est ainsi que, par exemple, on améliorera

l'amplification de l'ensemble, dans les montages des figures 5-10 et 5-11, en reliant la source du T.E.C. à la masse par une résistance adéquate. Il passera, dans cette résistance, un courant pratiquement constant. On n'enverra donc à la base du transistor bipolaire que la différence entre le courant source du T.E.C. et ce courant constant. L'amplification en sera augmentée, car nous pourrons faire fonctionner le T.E.C. avec un courant moyen plus élevé, donc avec une pente plus grande.

Signalons que les schémas des figures 5-9 à 5-12 comprise peuvent se transposer facilement au cas de T.E.C. à canal P, il suffit de remplacer le transistor bipolaire par un modèle *p-n-p,* et d'inverser la tension d'alimentation.

Ces schémas se transposent également dans le cas où T_1 est un MOST. Le seul problème est celui de la polarisation, qui, dans le cas d'un MOST à enrichissement, est du même sens que la tension drain-source.

3-3. — REACTIONS POSITIVES ET NEGATIVES.

Nous ne citerons que pour mémoire les possibilités de réactions positives et négatives résultant du couplage d'un T.E.C. avec un transistor bipolaire. Nous en avons, en effet, fait largement usage dans les circuits impulsionnels en ce qui concerne la réaction positive.

On peut dire, d'une façon générale, qu'une réaction positive sera obtenue, dans les montages de couplage par le drain (figures 5-5 à 5-8), en injectant tout ou partie de la tension de sortie sur la *grille* du T.E.C. Dans le cas des montages à couplage par la source (cas des figures 5-9 à 5-12), cette réaction positive ne pourrait s'obtenir qu'en appliquant tout ou partie de la tension de sortie sur la *source* du T.E.C., ce qui n'est pas faisable, puisque cette source est liée à la base du transistor qui suit. Toutefois, dans le cas du montage de la figure 5-12, on pourrait placer une seconde résistance, égale à R, entre le $+$ E et le collecteur de T_3. On disposerait alors, sur ce collecteur, d'une tension en phase avec la tension *e* ; il serait donc possible d'obtenir une réaction positive en envoyant tout ou partie de cette tension sur la grille du T.E.C.

Signalons que la réaction positive n'est pas utilisée exclusivement dans le but de réaliser des circuits impulsionnels. On peut l'employer, par exemple, pour augmenter le gain d'un amplificateur.

Rappelons en outre que, s'il peut être difficile de superposer sur la grille du T.E.C. la tension de commande normale et la tension de réaction, il est plus aisé d'appliquer cette dernière si le T.E.C. est du modèle bi-grille, une des grilles servant ainsi uniquement à l'application du signal normal.

Dans tout ce que nous avons dit, il suffit d'inverser les termes adéquats pour voir comment on appliquerait à ces montages une réaction négative. C'est, par exemple, ce qui a été fait pour les montages correspondant aux figures 2-7, 2-9 et 2-10.

4. — Oscillateurs B.F. du type R-C.

Pour la réalisation des oscillateurs basse fréquence sinusoïdaux, on emploie souvent des montages faisant intervenir des réseaux ou des filtres, constitués uniquement de résistances et de condensateurs.

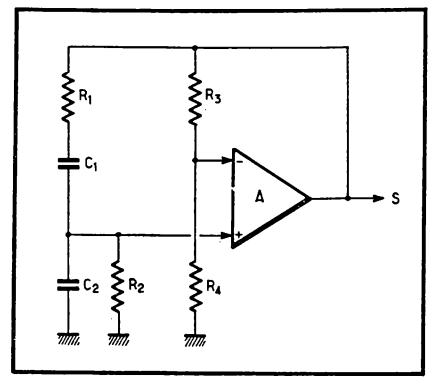


Fig. 5-13. — Pour constituer un oscillateur B.F. à filtre de Wien, on peut utiliser un amplificateur à grand gain, à entrée différentielle, A. On couple sa sortie à son entrée directe par le réseau sélectif R_1 — C_1 série, R_2 — C_2 parallèle. On introduit aussi une contre-réaction (en général dosée manuellement ou automatiquement en fonction de l'amplitude) par R_3 — R_4.

Ces montages sont bien connus des lecteurs, et nous n'en décrirons pas le fonctionnement. Si nous revenons sur ces types d'oscillateurs B.F., c'est parce que le T.E.C. apporte souvent une solution intéressante à leur réalisation, alors que des problèmes très complexes se posaient quand, pour faire de tels oscillateurs, on n'utilisait que des transistors bipolaires.

Nous envisagerons essentiellement deux types d'oscillateurs B.F. du type R-C : ceux qui utilisent un pont de Wien, et ceux qui emploient un réseau déphaseur non sélectif à résistances et condensateurs.

4-1. — OSCILLATEURS A PONT DE WIEN.

Principe.

Le schéma général des oscillateurs de ce type est celui qu'indique la figure 5-13. L'amplificateur A est du type différentiel : sa sortie dépend de la *différence* entre les tensions appliquées sur ses deux entrées. Si l'on ne commande que l'une d'entre elles, la tension de sortie est en phase avec celle des entrées qui est repérée par le signe + ; si l'on n'attaque que l'entrée repérée par le signe —, la tension de sortie est en opposition de phase avec celle d'entrée.

On voit que l'entrée + de A est attaquée par le filtre de Wien R_1, C_1 - R_2, C_2. En général, ce filtre est réalisé avec $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$. Dans ces conditions, la tension qui apparaît aux bornes de R_2 est en phase avec la tension S, et d'amplitude maximale pour une fréquence f telle que :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

On sait qu'un tel filtre est peu sélectif. On en augmentera beaucoup l'efficacité en faisant agir, à l'entrée de l'amplificateur, la différence entre la tension aux bornes de R_2 et une fraction déterminée de la tension S. Si le gain de l'amplificateur est élevé (nous parlons ici de son gain pour une attaque *différentielle* des deux entrées), c'est, à peu de chose près, le tiers de la tension S que l'on doit appliquer sur son entrée. Cela sera réalisé quand nous aurons $R_3 = 2 \times R_4$.

En général, on s'arrange à rendre la valeur d'une de ces deux résistances, R_3 ou R_4, variable en fonction de l'amplitude de la tension qui est appliquée à ses bornes. Le plus souvent, c'est la résistance R_4 qui comportera une ampoule à incandescence, dont la résistance ohmique moyenne varie rapidement en fonction de la tension appliquée à ses bornes. Cette pratique a pour but de stabiliser l'amplitude de l'oscillation apparaissant en S à la fréquence :

$$f = \frac{1}{2 \pi R_1 C_1}$$

en maintenant cette amplitude à une valeur relativement modérée. En effet, à une contre-réaction (tension appliquée à l'entrée —) trop faible, correspondrait une forte distorsion du signal de sortie, généreusement écrêté en haut et en bas. Si la contre-réaction était trop forte, le gain de boucle de l'ensemble ne serait pas suffisant et l'oscillation n'aurait pas lieu. Un réglage manuel du rapport de R_3 et de R_4 serait délicat et peu pratique, c'est pourquoi on rend ce réglage automatique.

Nous avons brièvement rappelé ces principes, bien connus des lecteurs, pour montrer comment l'usage du T.E.C. va nous simplifier la réalisation du générateur.

Problèmes pratiques.

En effet, tant qu'il ne s'agit que de réaliser un oscillateur à points fixes, il est facile de choisir des valeurs de R_1 (et R_2) et de C_1 (et C_2) commodes, la commutation entre les différents filtres étant assurée par un commutateur à plusieurs circuits.

La difficulté commence quand on désire obtenir une variation régulière de la fréquence d'oscillation. Dans les amplificateurs à transistors bipolaires, même avec des artifices de montage assez ingénieux, l'impédance d'entrée peut être relativement modeste, même si l'on ne tient compte que de l'impédance différentielle (entre l'entrée + et l'entrée —).

Dans ces conditions, il est d'usage, dans les générateurs de ce type, équipés uniquement de transistors bipolaires, de prendre des valeurs relativement faibles pour R_1 et R_2, et relativement fortes pour C_1 et C_2. On réduit ainsi les impédances des différentes parties du circuit, réduisant d'autant l'effet perturbateur de l'impédance d'entrée du circuit amplificateur.

Pour rendre la fréquence variable, comme on ne dispose pas de moyens techniques de faire varier régulièrement la capacité d'un condensateur de forte valeur, on fera varier simultanément R_1 et R_2, au moyen d'un potentiomètre double. La commutation de gammes se fera en changeant les valeurs de C_1 et C_2.

Cette solution, quoique bonne, présente l'inconvénient de nécessiter un potentiomètre double dont les deux sections aient toujours la même résistance, quelle que soit la position de l'axe. On est souvent conduit, dans ce cas, à utiliser un modèle de potentiomètre double coûteux, encombrant, et présentant souvent un coefficient de self-induction désagréable, dû au fait qu'il est bobiné.

Si l'on désire, au contraire, faire varier d'une façon continue la capacité des condensateurs C_1 et C_2, cela limitera la valeur maximale de ces derniers à un nanofarad, ou, le plus souvent, à la moitié de cette valeur, soit environ 500 pF.

Le calcul montre que, dans ces conditions, si l'on veut arriver à une fréquence minimale de 10 Hz, les résistances R_1 et R_2 devront avoir une valeur proche de 30 MΩ, ce qui interdit totalement l'emploi de montages à transistors bipolaires.

Le T.E.C. résout le problème de l'impédance.

En revanche, si l'étage d'entrée de A est équipé de T.E.C. ou de MOST, la présence de résistances de 30 MΩ dans le circuit ne le perturbe nullement, sous réserve que cet étage, ainsi que le condensateur variable double, soient protégés des influences perturbatrices électrostatiques des conducteurs voisins, en particulier du secteur à 50 Hz. On y arrive, en général, au moyen d'un bon blindage entourant complètement le condensateur variable.

Une telle réalisation, à performances extrêmement poussées, a été faite par notre éminent collègue SCHREIBER (*).

(*) Cette étude a été décrite en détail dans le N° 327 de la revue *Toute l'électronique* publiée aux *Editions Radio*.

Oscillateur BF simplifié.

Nous ne décrirons ci-après qu'un exemple très rudimentaire d'oscillateur R-C à T.E.C., celui de la figure 5-14. Le type d'amplification choisi est du modèle de celui de la figure 5-6. La réaction positive est appliquée sur la grille du T.E.C. par le réseau C_1 R_1 - C_2 R_2 (avec $C_1 = C_2$ et $R_1 = R_2$). La contre-réaction est appliquée à la source du T.E.C. par l'ensemble des résistances R_3 et R_4, jouant exactement le même rôle que sur le schéma bloc de la figure 5-13. Ce type d'oscillateur est utilisable pour une fréquence déterminée, pour laquelle on règle le taux de réaction en agissant sur la valeur de R_4. Il est à signaler que ce réglage est assez délicat, une très légère variation de R_4 par rapport à sa valeur optimale pouvant entraîner de la distorsion (R_4 trop faible) ou la cessation de l'oscillation (R_4 trop fort).

4-2. — OSCILLATEURS A RESEAU DEPHASEUR.

Réseau à trois cellules.

Sans faire appel à un filtre sélectif tel que le filtre de Wien, on peut cependant réaliser un oscillateur du type R - C au moyen d'un réseau déphaseur à trois ou quatre cellules, par exemple du type de celui qui est représenté sur la figure 5-15.

On utilise souvent ce réseau avec une valeur de $n = 1$, c'est-à-dire trois condensateurs égaux et trois résistances égales.

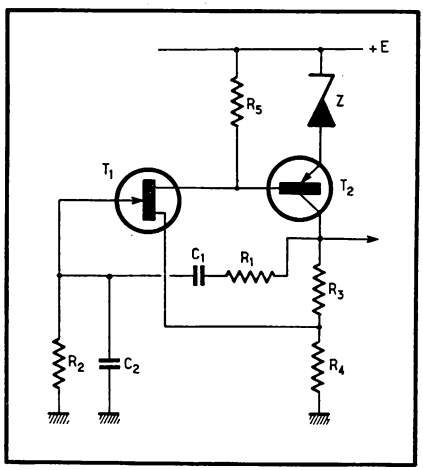


Fig. 5-14. — Exemple de réalisation d'un oscillateur B.F. selon le schéma-bloc de la figure 5-13 (les mêmes éléments y sont désignés par les mêmes références). Exemple de réalisation : + E = 24 V, T_1 = 2 N 3823 (ou T 2— 2 +), T_2 = D 29 A 4 (**Sescosem**), Z = 16 Z 4, $R_1 = R_2$ (de 30 kΩ à 10 MΩ suivant fréquence), R_3 = 820 Ω en série avec une résistance ajustable de 0 à 500 Ω, R_4 = 470 Ω, R_5 = 150 kΩ, $C_1 = C_2$ (de 40 pF à 1 μF selon la fréquence).

Si l'on choisit cette valeur, le déphasage de 180° entre la tension de sortie S et la tension d'entrée E aura lieu pour une fréquence :

$$f = \frac{0{,}0645}{R\ C}.$$

A cette fréquence, l'atténuation du réseau sera de 29.

On pourra donc constituer, avec un tel réseau, un oscillateur, à condition que la sortie S du réseau soit connectée à l'entrée d'un amplificateur, la sortie de cet amplificateur étant branchée sur l'entrée du réseau. L'amplificateur en question devra introduire un déphasage de 180°, son gain devra être au moins de 29.

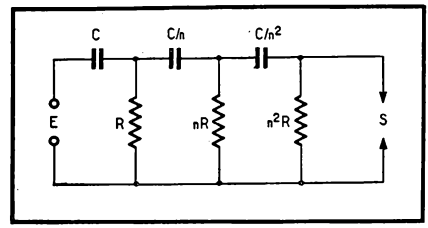


Fig. 5-15. — Réseau déphaseur à trois cellules R — C en progression géométrique. Pour une fréquence définie, il permet de réaliser un déphasage de π (180°) entre la tension d'entrée E et la tension de sortie S : c'est à cette fréquence qu'on l'utilisera dans un oscillateur R - C à déphasage.

Ce qui fait l'avantage d'un tel réseau est la possibilité de constituer un oscillateur avec un seul élément actif, la plupart des amplificateurs à un seul T.E.C. réalisant habituellement un déphasage de 180° entre leur tension d'attaque et leur tension de sortie.

Pour que le calcul ci-dessus soit valable, il faut que la résistance d'entrée de l'amplificateur, qui se trouve, en fait, placée en parallèle avec la résistance n^2 R, soit élevée par rapport à cette dernière.

Une telle condition sera remplie très aisément par un T.E.C., le problème plus délicat sera d'obtenir d'un seul étage un gain supérieur à 29. En effet, si nous supposons un T.E.C. dont le courant drain est, par exemple, 2 mA — la pente, pour cette valeur de courant étant de 3 mA/V — il nous faudra une résistance de charge sur le drain de près de 10 kΩ pour obtenir un gain de 29. Il y aura donc 20 V de chute de tension dans cette résistance. Souvent, on recommande de réaliser le réseau de la figure 5-15 avec une valeur de n supérieure à l'unité, dans ce cas, les choses s'améliorent en ce qui concerne le gain. C'est ainsi que, par exemple, pour $n = 3$, le déphasage de 180° est obtenu pour une fréquence de :

$$f = \frac{0{,}0808}{R\ C}$$

fréquence pour laquelle l'atténuation du réseau n'est maintenant plus que de 12,8.

L'inconvénient de l'utilisation d'un tel réseau avec des éléments en progression géométrique est que la dernière résistance peut avoir une valeur relativement élevée, puisque, pour $n = 3$, elle vaut $9 \times R$.

Dans le cas où l'amplificateur est un T.E.C., on peut dire que, pratiquement, si grande que soit la résistance n^2 R, elle sera encore négligeable par rapport à la résistance d'entrée du montage, ce qui permet d'augmenter encore n.

Réseau à quatre cellules.

On arrive à des résultats assez intéressants avec le réseau de la figure 5-16.

Avec un tel réseau à quatre cellules, on peut obtenir, pour $n = 1$ (quatre condensateurs égaux et quatre résistances égales) un déphasage de 180° pour une fréquence :

$$f = \frac{0{,}132}{R\ C},$$

avec une atténuation globale de 19,4. (Rappelons que les atténuations indiquées ici, comme ci-dessus, ne sont pas exprimées en décibels, mais en rapport arithmétique de la tension d'entrée à la tension de sortie.)

Le gain nécessaire pour l'amplificateur permettant de transformer le réseau de la figure 5-16 en un oscillateur se trouve fortement réduit si l'on choisit n supérieur à 1. Si l'on prend, par exemple, $n = 2$, le déphasage de 180° a eu lieu pour la fréquence

$$f = \frac{0{,}15}{R\ C},$$

il correspond à une atténuation d'environ 8,7. En poussant n à 3, on obtient alors ce déphasage de 180° pour la fréquence :

$$f = \frac{0{,}155}{R\ C},$$

l'atténuation n'étant plus que 6,5.

Exemple pratique.

C'est ce dernier type de réseau que nous avons retenu pour réaliser un oscillateur très simple à T.E.C. Avec la valeur 3 pour n,

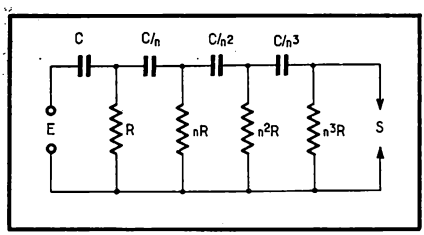


Fig. 5-16. — Avec un réseau R - C à quatre cellules, toujours en progression géométrique, on peut obtenir le déphasage de π pour une fréquence à laquelle l'atténuation introduite par le réseau est plus faible que s'il n'y avait que trois cellules.

la dernière résistance est 27 fois plus grande que la première, ce qui lui donne une valeur de 2,7 MΩ, sans que cela représente une résistance importante par rapport à l'impédance d'entrée du T.E.C. Le schéma de l'oscillateur correspondant, destiné à fonctionner à une

fréquence de 575 Hz, est reproduit sur la figure 5-17. Nous avons admis qu'il s'agissait d'un T.E.C. dont le courant de drain était de l'ordre de 3 mA pour une polarisation grille de — 1,5 V. Nous avons admis également que, dans ces conditions, la pente du T.E.C. était voisine de 3 mA/V. Avec une résistance de 470 Ω entre source et masse, si l'on considère la tension alternative sur la source, on sait qu'elle est égale au produit de la tension d'entrée *e* par :

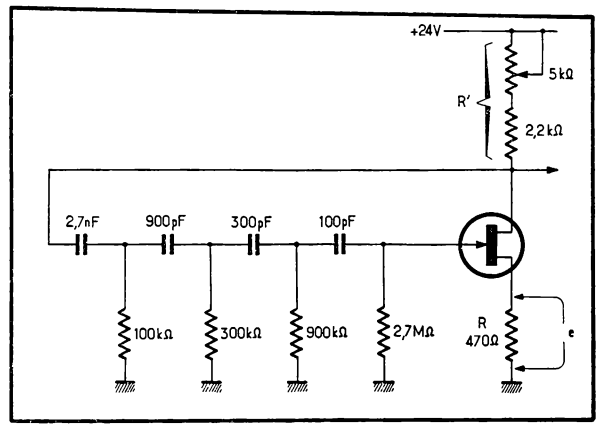


Fig. 5-17. — Exemple d'oscillateur R-C à déphasage à quatre cellules, fonctionnant environ à 575 Hz. Le T.E.C. est un modèle du type T 4 — 4 +.

$$\frac{s\,R}{1 + s\,R}$$

où R désigne la valeur de la résistance source-masse (cette formule étant pratiquement valable quelle que soit la résistance éventuellement placée dans le circuit drain du T.E.C.).

Avec une résistance R de l'ordre de 0,5 kΩ et une pente *s* de 3 mA/V, le produit *s* R est donc voisin de 1,5 et le terme :

$$\frac{s\,R}{1 + s\,R}$$

est donc de l'ordre 3/5.

On retrouvera donc, sur la source du T.E.C., les 3/5 de la tension *e*. Appelons R' la totalité de la résistance de charge de drain du T.E.C. Puisque le même courant traverse R' et R, aussi bien pour sa composante continue que pour sa composante alternative, la composante alternative de tension que nous trouverons sur le drain est égale au produit par R'/R de celle que l'on retouve sur la source. Nous venons de voir que cette dernière valait 3/5, nous trouverons donc, sur le drain, une composante alternative égale à :

$$\frac{3}{5} \times \frac{R'}{R} \cdot$$

Comme nous voulons que cette composante soit supérieure à 6,5 *e*, il faudra que nous ayons :

$$\frac{3}{5}\,\frac{R'}{R} > 6{,}5, \text{ soit } \frac{R'}{R} > 10{,}7.$$

C'est ce qui nous a conduit à donner à la résistance drain du T.E.C. une valeur voisine de 10 fois celle de R. Pour régler le taux de réaction de l'oscillateur (par action sur le gain de l'étage à T.E.C.), nous avons prévu que la résistance R' serait réglable entre 2,2 et 7,2 kΩ.

Il convient de noter que, si l'on prélève la tension de sortie sur le drain, et qu'on l'applique à un circuit d'impédance trop faible, on peut, en réduisant ainsi la valeur effective de la charge de drain — donc le gain du T.E.C. — faire décrocher l'oscillation. Si, au contraire, on prélève la tension de sortie sur la source du T.E.C. (ce qui nous donnera une amplitude environ 10 fois plus faible), le fait de charger cette sortie par une impédance trop faible augmente le gain de l'étage à T.E.C., en réduisant la valeur effective de la résistance R. On peut alors observer un changement de la fréquence et une déformation du signal.

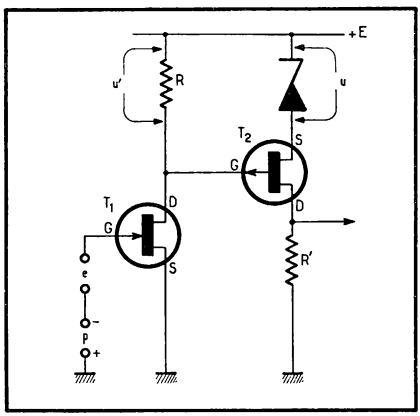


Fig. 5-18. — Il peut sembler intéressant de coupler directement le drain d'un T.E.C. à canal N à la grille d'un T.E.C. à canal P. Il faut alors interposer dans la connexion source de ce dernier une diode Zener pour amener la polarisation de T_2 à une valeur correcte.

Ce que nous avons dit dans tout ce paragraphe relatif aux oscillateurs basse fréquence s'applique tout aussi bien aux T.E.C. qu'aux MOST.

5. — Utilisation des T.E.C. et MOST complémentaires.

On sait que, dans la technique des transistors bipolaires, on tire un grand avantage de l'existence de deux espèces de transistors : les *n-p-n* et les *p-n-p*.

En ce qui concerne les T.E.C. et les MOST, il existe une différenciation analogue : certains modèles sont à canal N, d'autres à canal P.

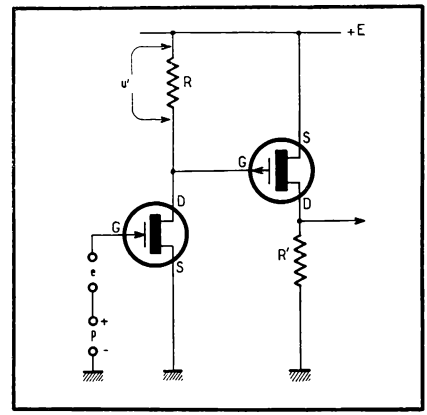


Fig. 5-19. — S'il s'agit du couplage d'un MOST à canal N à un MOST à canal P à enrichissement, la tension aux bornes de R peut servir à polariser le MOST à canal P.

On n'obtient pas, toutefois, une telle diversité de circuits par l'emploi combiné de T.E.C. des deux types. Certains circuits, utilisant des T.E.C. de canal N en même temps que des types de canal P, sont cependant intéressants, et nous allons rapidement les passer en revue.

5-1. — COUPLAGES ENTRE ETAGES.

La figure 5-18 indique une possibilité de couplage d'un T.E.C. à canal N, T_1, à un T.E.C. à canal P. T_2. Le problème qui se pose est le suivant. Si l'on relie directement la source de T_2 au + E, on va être gêné pour appliquer à ce transistor une polarisation correcte, en effet, comme dans tout T.E.C. à canal P, sa grille doit être *positive* par rapport à sa source. C'est ce qui explique la présence de la diode Zener Z, elle maintient, entre + E et la source de T_2, une différence de potentiel u. La chute de tension, u' dans la résistance R, due au courant drain de T_1, est inférieure à u. Ainsi, la grille de T_2 est polarisée positivement par rapport à sa source.

La résistance de charge drain de T_2 est placée entre son drain et la masse, puisque T_2 doit être alimenté sur le drain par une tension négative par rapport à sa source. Bien entendu, la tension u est nettement plus petite que E.

Nous avons supposé, sur la figure 5-18, pour simplifier le schéma, que la polarisation de T_1 était assurée par une source séparée, p, en série avec la tension alternative e commandant la grille de T_1.

Le montage sera notablement simplifié s'il s'agit de coupler en cascade deux étages du type source commune, équipé chacun de MOST à enrichissement. La figure 5-19 indique une réalisation possible.

Comme, dans ce type de transistor, la grille doit être polarisée *négativement* par rapport à la source dans un MOST à canal P (comme T_2), on utilisera précisément, pour obtenir cette polarisation, la tension u' aux bornes de la résistance drain du MOST T_1. Celui-ci devra, également, être polarisé d'une façon différente d'un T.E.C. Comme il est à canal N et, lui aussi, du type à enrichissement, sa grille devra être *positive* par rapport à sa source.

Nous supposons de nouveau, dans le schéma de la figure 5-19, que cette polarisation a été obtenue par une source extérieure p, en série avec la tension d'attaque e.

5-2. — *ETAGES DE SORTIE.*

L'utilisation de deux types de T.E.C. permet de réaliser un étage de sortie du type drain commun assez intéressant, ainsi que le montre la figure 5-20. Comme la grille du T.E.C. à canal N, T_1, doit être polarisée négativement par rapport à la source, la grille du T.E.C. à canal P, T_2, devant être polarisée positivement par rapport à sa source, nous avons utilisé deux sources de polarisation, d'une tension de v chacune. Le montage en question est à peu près équivalent à l'amplificateur de puissance, à transistors complémentaires, qui équipe la quasi-totalité des amplificateurs basse fréquence haute fidélité.

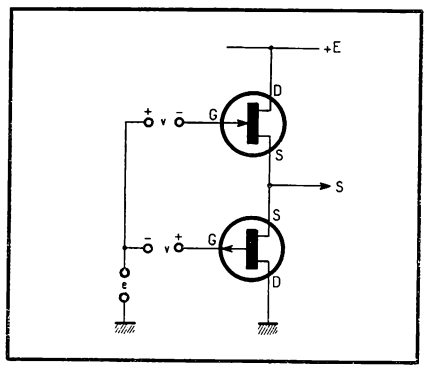


Fig. 5-20. — L'utilisation de deux T.E.C., l'un à canal N et l'autre à canal P, montés tous deux en drain commun, permet de réaliser un amplificateur de gain unité pouvant avoir un bon rendement. Il faut prévoir deux sources de polarisation pour les deux T.E.C., de telle sorte qu'ils soient chacun presque bloqués en l'absence de signal d'entrée.

Si les T.E.C. T_1 et T_2 sont des modèles de puissance, un étage comme celui de la figure 5-20 peut constituer un assez bon exemple d'étage de sortie pour un amplificateur de puissance à T.E.C. Il s'agit néanmoins, actuellement (1969), d'une relative anticipation, les T.E.C. de puissance étant encore fort peu répandus et relativement coûteux.

Si les transistors de sortie sont des MOST, on peut utiliser alors le schéma de la figure 5-21. Le MOST à canal P, T_2, ne conduit que lorsque sa source est positive par rapport à sa grille, la différence de potentiel source-grille étant alors égale à une valeur u. Comme T_1

est également un MOST à enrichissement, à canal N, que nous avons supposé aussi analogue que possible à T_2, Il ne conduira du courant dans son canal que si sa grille est rendue positive par rapport à sa source, avec une différence de potentiel minimale que nous supposerons, elle aussi, égale à u.

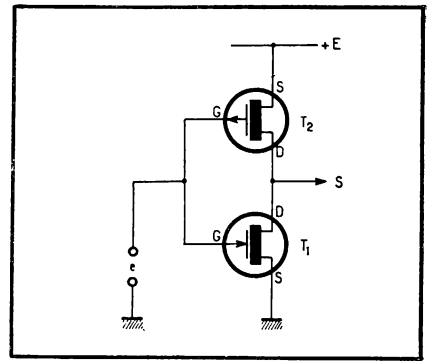


Fig. 5-21. — Il s'agit ici de deux MOST à enrichissement. On a choisi une tension d'alimentation E égale à la somme des valeurs absolues des polarisations grille pour lequelles les MOST commencent à avoir du courant drain. Chaque MOST est monté en source commune, le signal de sortie de cet amplificateur (dont le gain en tension est très supérieur à l'unité) est prélevé sur les drains des deux MOST.

Dans ces conditions, si la tension d'alimentation E est voisine du double de u, il suffira que la tension d'entrée e varie légèrement, de part et d'autre de u pour débloquer T_1 ou T_2, faisant varier ainsi la tension de sortie. Nous avons déjà rencontré un montage analogue à celui de la figure 5-21, réalisé dans le but d'obtenir un inverseur qui, associé à un autre inverseur, permettait de constituer un bistable. Dans le cas de l'inverseur logique, on choisissait une valeur de E notablement inférieure à $2u$ mais supérieure à u. Dans ces conditions, en faisant varier e de $+$ E à zéro, on était sûr d'obtenir une tension de sortie S variant à peu près de zéro à $+$ E, sans que l'on ne risque jamais de voir T_1 et T_2 débiter simultanément. Dans le cas de la figure 5-21, comme nous nous intéressons au fonctionnement en régime *linéaire*, nous avons, au contraire, choisi une tension d'alimentation telle que, pour une valeur moyenne de e, T_1 et T_2 soient traversés simultanément par un faible courant.

CHAPITRE 6

CIRCUITS D'UTILISATION EN H. F., V. H. F. ET U. H. F.

Nous avons vu, au début de cet ouvrage, que, parmi d'autres avantages, le T.E.C. était parfaitement utilisable aux fréquences élevées. Il l'est d'autant plus que l'on a pris soin, lors de sa réalisation, de minimiser les capacités et résistances parasites et de réduire la longueur effective du canal.

En effet, on voit que dans un T.E.C., l'impédance d'entrée se présente, pour les fréquences basses, tout à fait comme celle d'un condensateur pur ; le terme résistif est pratiquement infini. Quand on considère des fréquences de plus en plus élevées, il y a une modification qui intervient dans l'impédance d'entrée : celle-ci commence à présenter un terme réel. Ce terme provient surtout de la présence de résistances parasites en série avec les capacités parasites grille-drain et grille-source. Ces circuits R-C provoquent l'apparition d'un terme résistif, inversement proportionnel au carré de la fréquence, dans l'impédance d'entrée.

Pour des fréquences encore plus élevées, il faut aussi tenir compte du temps de « relaxation diélectrique » (temps de récupération de l'état de neutralité dans un système après une excitation extérieure) et du temps de transit des porteurs dans le canal (ce dernier étant d'autant plus gênant que la vitesse de circulation des porteurs dans le canal est limitée en raison des chocs sur des électrons sur le réseau cristallin).

Ainsi, lorsque la période du signal appliqué commence à devenir courte par rapport aux constantes de temps évoquées plus haut, au « temps de relaxation diélectrique » et au temps de transit des porteurs dans le canal, on constate :

— une réduction de l'efficacité de la commande par la grille (autrement dit la pente diminue) ;

— l'apparition d'un terme d'amortissement réel entre grille et source et entre grille et drain.

C'est la raison pour laquelle les T.E.C. ordinaires, pour lesquels on n'a pas pris de précautions particulières de réduction de la longueur du canal, présentent ces phénomènes à partir d'une fréquence de l'ordre de quelques dizaines de MHz. Dans les T.E.C., H.F. ou V.H.F., qui ont été construits en conséquence, on ne constate pas les effets ci-dessus pour des fréquences inférieures à 100 MHz. Pour certains types de T.E.C. destinés aux U.H.F., en particulier pour les « gridistors » réalisés suivant la structure « en brosse », ces effets parasites ne deviennent sensibles que pour des fréquences de 700 à 800 MHz.

Rappelons que, pour les tubes électroniques, il en était tout à fait de même, et ce pour des raisons analogues, liées au temps de propagation des électrons entre la cathode et l'anode. On définissait pour les tubes une « résistance d'amortissement », ou partie réelle de l'impédance d'entrée, qui était, en général, inversement proportionnelle au carré de la fréquence. En ce qui concerne la gamme de fréquences s'étendant jusqu'à 50 MHz, la quasi-totalité des T.E.C. existants permet de réaliser jusqu'à cette valeur, d'excellents oscillateurs et amplificateurs sélectifs.

1. — Oscillateurs H.F.

On réalise, avec un T.E.C., un oscillateur H.F. en couplant la sortie d'un étage à T.E.C. à son entrée par l'intermédiaire d'un circuit résonnant. Les différents types de montages sont, dans l'ensemble, déjà connus des lecteurs, surtout de ceux qui ont pratiqué les tubes électroniques ; en effet, les oscillateurs à T.E.C. se rapprochent énormément de ceux que l'on peut réaliser avec des tubes à vide.

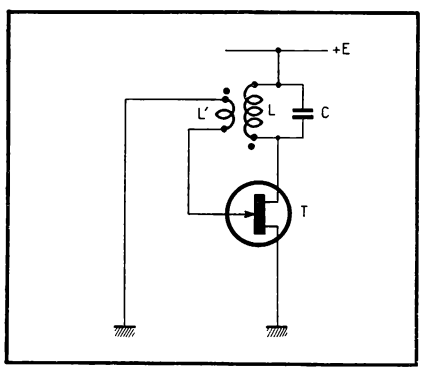


Fig. 6-1. — Type le plus simple d'oscillateur à réaction drain-grille à T.E.C. Le circuit oscillant L - C est couplé par L' à la grille du T.E.C. dans un sens tel que toute augmentation de courant drain tende à polariser positivement la grille du T.E.C. Le montage n'est pas bon, parce que le T.E.C. fonctionne sans polarisation.

1-1. — OSCILLATEURS A REACTION SIMPLE (circuits couplés).

Schéma le plus simple.

Le type le plus simple d'oscillateur haute fréquence à T.E.C., est celui représenté figure 6-1. Dans ce montage, le circuit oscillant est placé directement entre + E et le drain du T.E.C. C'est le couplage entre son enroulement L et l'enroulement L' qui assure la réaction positive, entretenant l'oscillation.

Le schéma de la figure 6-1 est relativement contre-indiqué. Le T.E.C. y fonctionne sans polarisation, ce qui n'est guère admissible que pour un signal de grille de très faible amplitude. Or, dans un oscillateur H.F. ce signal de grille peut avoir une amplitude notable ; il y aura donc un amortissement important de l'oscillation pendant

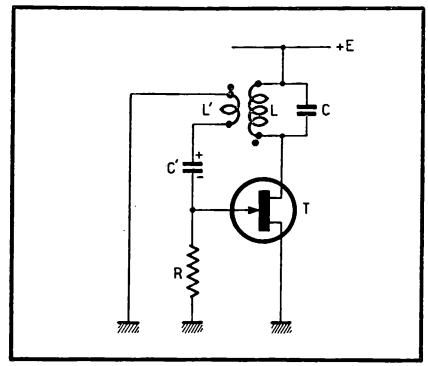


Fig. 6-2. — On améliore beaucoup l'oscillateur de la figure 6-1 en ajoutant un condensateur C', en série dans le circuit grille du T.E.C. et une résistance R entre grille et source. Il y a détection du signal grille par la jonction grille-source, le courant détecté passe dans R et produit une polarisation moyenne négative de grille. Le système joue le rôle d'une stabilisation automatique d'amplitude des oscillations. Exemple de réalisation : T = 2 N 4416 (ou T 5 — 5 + C) (**Union Carbide Siliconix**), + E = 12 V, L' ayant quatre fois moins de tours que L, sur un même noyau magnétique, C' au moins cent fois C, R de 47 kΩ à 1 MΩ.

les demi-périodes qui rendront la grille de T positive par rapport à sa source, car un courant notable circulera dans la jonction grille-source de T.

Polarisation par courant grille.

Les résultats sont déjà meilleurs si l'on utilise le schéma de la figure 6-2. Là aussi, le couplage entre le bobinage L et l'enroulement L' est réalisé dans le sens indiqué par les points ronds portés à côté de l'extrémité inférieure de L et de l'extrémité supérieure de L'. Rappelons que ces points signifient la *fin* de l'enroulement (fil de sortie), en supposant que l'on bobine toujours les fils dans le même sens.

Ce qui fait la supériorité du montage de la figure 6-2, c'est la présence du condensateur de liaison C' et de la résistance R, en général de très forte valeur (plusieurs centaines de kilohms). Ce système assure à la grille de T une polarisation automatique. Dès que, du fait du signal alternatif induit dans L', la grille de T tend à devenir positive, un courant circule dans la jonction grille-source du T.E.C., chargeant le condensateur C' suivant la polarité indiquée à ses bornes.

Pendant la grande majorité du temps, la grille de T est négative par rapport à la masse, et un courant d'intensité variable circule dans la résistance R, tendant à décharger légèrement C'. Cette décharge est très faible pendant une période d'oscillation, elle sera compensée par un petit surcroît de charge de C, qui aura lieu chaque fois que la grille de T deviendra légèrement positive.

Ce système de polarisation a l'avantage d'amener le potentiel moyen de la grille de T à une valeur d'autant plus négative que l'amplitude de la tension induite dans L' est plus élevée. Réduisant ainsi le courant moyen du T.E.C. cette polarisation réduit sa pente, diminuant, par là même, le taux de réaction. Il y a donc une sorte de stabilisation automatique de l'amplitude.

On peut facilement vérifier que le système oscille, même sans oscilloscope, en mesurant le potentiel moyen de la grille de T : si on le trouve nettement négatif, c'est que l'ensemble oscille. Il convient, lorsque l'on fait cette mesure, de placer tout près de la grille de T une résistance relativement élevée, qui se trouvera donc en série avec le voltmètre mesurant le potentiel moyen de cette grille, et on faussera l'indication, mais dans une proportion connue.

Le but de cette résistance est d'éviter que la capacité parasite des fils allant au voltmètre, ainsi que la capacité du voltmètre lui-même, ne perturbent l'oscillation.

Circuit oscillant dans le circuit de grille.

Dans le montage de la figure 6-2, le circuit oscillant L-C pouvait se trouver légèrement amorti, si les caractéristiques du T.E.C. n'étaient pas rigoureusement horizontales au-delà d'une certaine tension drain-source. En effet, si ces caractéristiques présentent une certaine inclinaison, correspondant à l'existence d'un terme que nous nommerons,

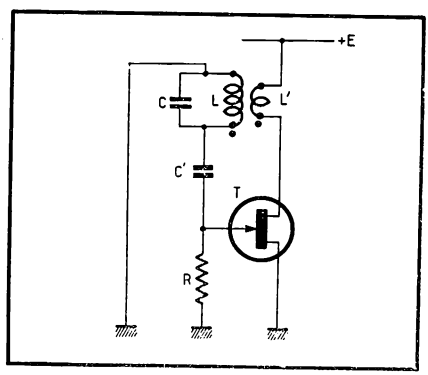


Fig. 6-3. — Ce montage est un peu supérieur à celui de la figure 6-2, parce que le circuit oscillant est dans le circuit grille du T.E.C., donc moins amorti (à condition que R soit grande) et que le bobinage n'est pas parcouru par la composante continue du courant drain, ce qui peut être déconseillé si ce bobinage comporte un noyau magnétique sujet à la saturation magnétique.

comme pour les transistors bipolaires, h_{22s}, tout se passe comme si l'espace drain-source du T.E.C. était shunté par une résistance non infinie.

C'est pourquoi, il nous semble préférable d'utiliser le montage de la figure 6-3. Dans ce dernier, le circuit oscillant L-C est beaucoup moins amorti, en tous cas quand la fréquence n'est pas trop élevée. L'entrée du T.E.C. se comporte presque comme un condensateur pur. Dans le schéma de la figure 6-3, également, nous avons utilisé le système de polarisation par courant grille, obtenu au moyen du condensateur C' et de la résistance R'. Cette dernière doit être de valeur relativement élevée, pour ne pas amortir abusivement le circuit oscillant.

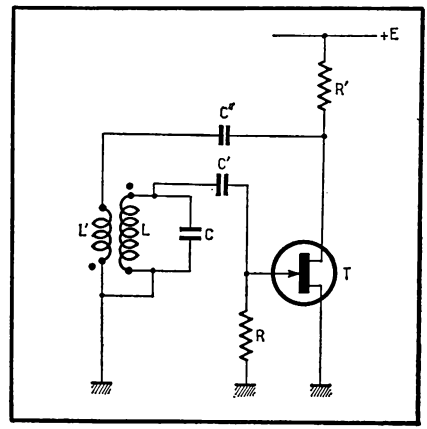


Fig. 6-4. — On améliore encore les choses en n'envoyant même plus dans L' la composante continue du courant drain du T.E.C. : seule la composante alternative de ce courant traverse C''.

Le degré de couplage est fonction du nombre de tours de l'enroulement L' ; moins il y a de tours, moins le couplage est serré. Ce couplage peut être d'autant moins serré que la pente du T.E.C., dans les conditions de fonctionnement, est élevée. On a intérêt à rendre ce couplage aussi faible que possible (compatible toutefois avec une bonne stabilité de l'oscillation), pour que l'oscillateur fonctionne à une fréquence aussi voisine que possible de la fréquence propre du circuit oscillant L-C.

Si les enroulements L et L' sont réalisés sur un noyau magnétique, il peut être contre-indiqué de faire passer dans L' la composante continue du courant drain du T.E.C. Cela risquerait de provoquer une saturation magnétique du noyau. On évite cette dernière en utilisant le montage de la figure 6-4.

Dans ce montage, où la résistance R' peut être efficacement remplacée par une bobine d'arrêt haute fréquence, le condensateur C'' ne transmet au bobinage L' que la composante alternative du courant drain de T.

1-2. — OSCILLATEURS HARTLEY ET COLPITTS.

L'oscillateur Hartley est celui dont le schéma est indiqué sur la

figure 6-5. Il présente l'avantage de ne comporter qu'une seule bobine pour le circuit oscillant ; une prise est prévue sur cette dernière pour l'arrivée de l'alimentation + E.

En effet, par rapport à cette prise, dont le potentiel est constant (c'est-à-dire nul du point de vue haute fréquence), les composantes alternatives existant aux points A et B sont en opposition de phase. La condition d'entretien est bien réalisée ; quand le courant augmente dans le T.E.C., le potentiel du point A descend, celui du point B monte : cette augmentation, transmise par C' à la grille du T.E.C., agit dans un sens adéquat pour venir renforcer l'action initiale.

Nous retrouvons ici l'ensemble C'-R', servant à la polarisation du T.E.C. par courant grille, et, dans une certaine mesure, à la stabilisation de l'amplitude d'oscillation.

Le taux de réaction se règle par la position de la prise intermédiaire réalisée sur L pour l'arrivée du + E. Contrairement à ce que l'on croit généralement, ce couplage est maximal lorsque cette prise est au milieu du bobinage, il diminue quand la prise se rapproche du point A ou du point B. On a, là aussi, intérêt à choisir une position de la prise correspondant à un degré de couplage aussi faible que possible, dans la mesure où l'oscillation est assurée avec une bonne stabilité.

L'oscillateur Colpitts est celui de la figure 6-6. Il présente une analogie très nette avec l'oscillateur Hartley de la figure 6-5. La prise intermédiaire à potentiel fixe, réalisée dans l'oscillateur Hartley sur le bobinage, est réalisée ici sur le condensateur d'accord de ce dernier.

En effet, on doit considérer que le bobinage L est accordé par l'ensemble des condensateurs C_1 et C_2 en série, équivalant donc à un condensateur de capacité :

$$\frac{C_1\ C_2}{C_1 + C_2}\ .$$

Les potentiels des points A et B sont, là aussi, en opposition de phase. Le condensateur C_3 joue ici le même rôle que C' sur les figures 6-2 à 6-5.

L'avantage de l'oscillateur Colpitts est de permettre un réglage progressif du taux de couplage en modifiant, par exemple, le condensateur C_1, sans nécessité de déplacement d'une prise pratiquée sur un bobinage. On remarquera que le bobinage est unique et sans prise, ce qui est un avantage non négligeable de l'oscillateur Colpitts.

1-3. — OSCILLATEUR ECO.

On désigne sous le nom d'oscillateur ECO (Electronic Coupled Oscillator), un montage apparenté à celui de la figure 6-7. Celui-ci est,

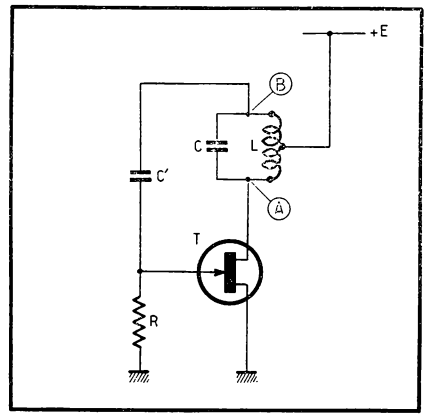


Fig. 6-5. — Oscillateur du type « Hartley » : le point d'arrivée du + E sur le bobinage étant à potentiel fixe (nul du point de vue H.F.), les composantes alternatives en (A) et en (B) sont en opposition de phase.

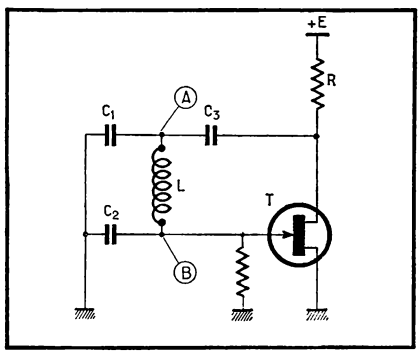


Fig. 6-6. — Oscillateur du type « Colpitts ». Le condensateur qui accorde L est fractionné en deux, C_1 et C_2, réalisant ainsi une sorte de « prise médiane capacitive » sur le circuit oscillant, un peu comme on l'avait fait dans le Hartley.

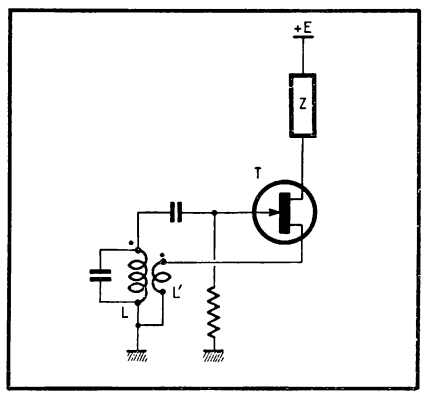


Fig. 6-7. — Principe de réalisation de l'oscillateur E.C.O. (à couplage électronique). Le bobinage de réaction L', étant situé dans le circuit de source du T.E.C., doit être enroulé dans le même sens que L. En outre, la connexion de drain est ainsi « libre », ce qui permet d'y placer une impédance de charge Z indépendante de l'oscillateur proprement dit.

au premier abord, très analogue à celui de la figure 6-3, puisque c'est exactement le même courant qui circule dans le drain et dans la source du T.E.C. La seule différence vient du sens des enroulements ; on voit, sur la figure 6-7, que l'enroulement L et l'enroulement L' sont dans le même sens. En effet, lors d'une augmentation de courant de drain (donc de source), la tension de la source a tendance à s'élever.

Comme celle de la grille doit en faire autant (mais d'une quantité supérieure), on comprend le sens adopté pour l'enroulement L.

C'est ce qui explique que l'oscillateur ECO soit souvent réalisé comme le montre la figure 6-8 : l'enroulement L' est tout simplement une partie de l'enroulement L. On remarque, sur la figure 6-8 comme sur la figure 6-7, qu'une charge de drain, Z, a été représentée sans donner plus de détail sur cette dernière. En effet, et c'est là un des avantages de l'oscillateur ECO, la connexion de drain est « libre ». On peut donc y placer une charge quelconque, par exemple, si on le désire, un circuit oscillant accordé sur une fréquence double ou triple de celle du circuit L-C. On pourra ainsi extraire l'harmonique 2 ou 3 de l'oscillation.

Il faut toutefois noter que cette pratique, très courante dans les tubes électroniques du type pentode, est moins facilement réalisable dans les T.E.C. pour la raison suivante :

La caractéristique I_D/V_{DS} des T.E.C. est, comme nous l'avons déjà vu, très horizontale comme celle d'un tube pentode à vide. Mais l'analogie avec la pentode s'arrête là. En effet, l'avantage fondamental du tube pentode est la présence de deux grilles supplémentaires, entre la grille principale et l'anode, ramenant ainsi la capacité parasite anode-grille à une valeur très faible (souvent moins d'un centième de picofarad).

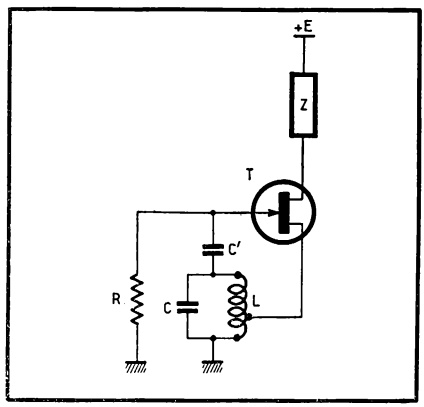


Fig. 6-8. — Pratiquement, l'oscillateur E.C.O. à T.E.C. utilise, comme bobinage L', une partie de l'enroulement L. Avec un T.E.C. type 2 N 4416 (**Union Carbide, Sescosem**) et une prise pour la source au quart de L, avec + E de 6 à 12 V, Z pas trop élevée, C' au moins égal à 10 × C (et au moins égal à 47 pF), R d'une centaine de kilo-ohms, l'oscillation est facile à obtenir.

Dans un T.E.C., la capacité parasite drain-grille est loin d'être aussi faible, elle peut atteindre plusieurs picofarads, ce qui fait que la tension développée aux bornes de la charge de drain (Z) peut réagir sur la grille et perturber le fonctionnement.

Si l'on désirait procéder à une multiplication de fréquences, la solution la plus recommandable serait celle de la figure 6-9, où le transistor bipolaire T_2, monté en base commune, permet de minimiser

très fortement l'influence des variations de son potentiel collecteur sur le potentiel grille du T.E.C. La base de T_2, correctement découplée à la masse par le condensateur C_1, et polarisée à une tension adéquate par le diviseur R_1 - R_2, joue le rôle d'un écran, séparant ce qui se passe sur le collecteur de T_2 et sur son émetteur (donc sur le drain de T_1).

1-4. — OSCILLATEURS V.H.F. ET U.H.F. A CAVITE.

Les considérations que nous venons d'exposer à propos de l'influence de la capacité parasite grille-drain des T.E.C. deviennent particulièrement importantes lorsque l'on souhaite réaliser un oscillateur

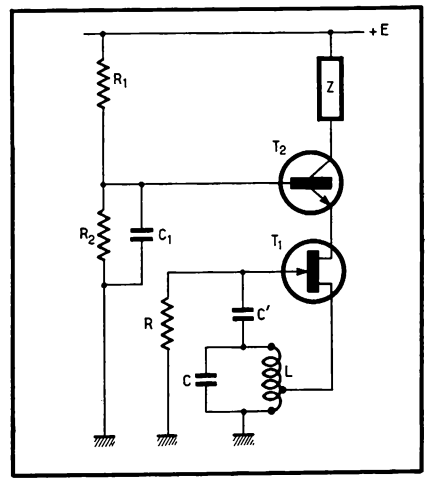


Fig. 6-9. — Si l'on veut éviter complètement que les tensions qui peuvent apparaître aux bornes de Z ne perturbent le T.E.C. par capacité drain-grille, il est bon de prévoir un transistor bipolaire T_2 monté en base commune pour assurer la séparation de Z et du reste de l'oscillateur E.C.O. Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 4416 (**Union Carbide** ; **Sescosem**), + E = 24 V, R_1 = R_2 = 1,5 kΩ, C_1 = 10 nF, R = 220 kΩ, L avec prise au quart, C' = 2,2 nF, T_2 = 2 N 918.

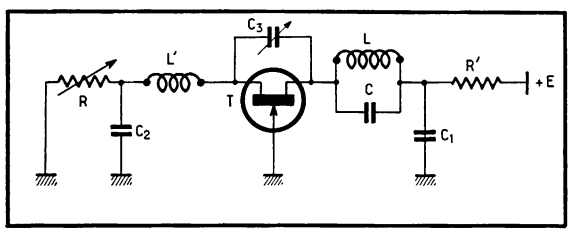


Fig. 6-10. — Exemple d'oscillateur V.H.F. utilisant un T.E.C. spécial (**Sescosem**) du genre T 8 7 C monté en grille à la masse. La réaction entre le circuit de sortie dans le drain et le circuit d'entrée (source) est assurée par le condensateur C_3.

à des fréquences de plusieurs centaines de mégahertz. Il est alors préférable de recourir au montage à grille commune (grille à la masse).

Premier exemple d'oscillateur V.H.F.

Le montage de la figure 6-10 en est un exemple. La tension d'alimentation arrive au drain par la résistance R' et le condensateur C_1, ce dernier servant de découplage haute fréquence, puis à travers le

circuit oscillant L-C. La polarisation positive de la source est assurée par la résistance réglable R, découplée par le condensateur C_2.

Pour que les variations du courant drain, produisant des variations importantes du potentiel drain, soient appliquées à la source, il est nécessaire que celle-ci :

— ne soit pas directement connectée à la masse (d'où la raison de la bobine d'arrêt L'),

— reçoive un signal issu du drain, ce qui est assuré grâce à la présence du condensateur de couplage C_3.

Utilisation d'une cavité.

Si l'on désire obtenir une oscillation à fréquence très élevée, le circuit oscillant L-C pourra être remplacé par une ligne quart d'onde, ou même par une cavité résonnante. Le schéma de la figure 6-11 indique le type d'oscillateur qui permet de faire osciller un T.E.C. relativement classique à 500 ou 600 MHz avec un assez bon rendement. Il nécessite quelques explications.

On reconnaît, sur ce schéma, la polarisation positive de source par la résistance ajustable R_1, en série avec la résistance fixe R_2. Cette dernière constitue un élément de sécurité, pour éviter d'amener le courant drain du T.E.C. à une valeur trop élevée. En effet, dans de telles réalisations, on emploie souvent des T.E.C. dont le courant maximal i_{DSS} est très grand, la pente maximale étant élevée. Vu la valeur relativement élevée de la tension d'alimentation E, il serait dangereux de réduire accidentellement à zéro la résistance de polarisation de la source.

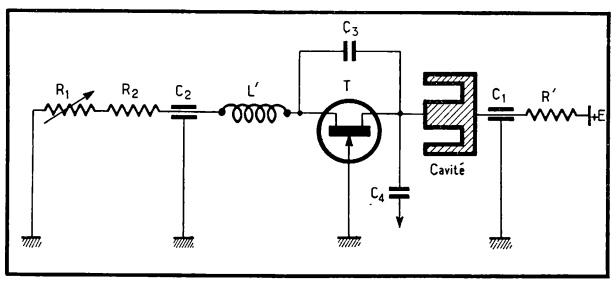


Fig. 6-11. — Réalisation pratique d'un oscillateur V.H.F. à cavité, à une fréquence de l'ordre de 600 MHz, avec une puissance de sortie de 600 mW, avec le T.E.C. spécial décrit ci-dessus. Tension + E = 24 V, R_1 = 50 Ω ajustable, R_2 = 22 Ω, R' = 33 Ω, C_1 = C_2 = condensateur « traversée » de 1,5 nF, L' = 8 tours sur ø 7 mm, longueur 12 mm, C_3 ajustable 1 — 10 pF, C_4 = 1 nF non inductif.

Le condensateur C_2 présente une forme particulière. Il s'agit, en effet, d'un condensateur du type « traversée ». Son utilisation est d'une pratique très courante dans la technique des V.H.F. et U.H.F., et nous retrouverons un condensateur de traversée analogue en C_1.

Ces deux condensateurs devront être placés très près l'un de l'autre, et près de l'endroit où la connexion de grille du T.E.C. est soudée sur une plaque de cuivre épaisse, de préférence argentée.

La bobine d'arrêt L' est classique, de même que le condensateur de couplage C_3. Le circuit oscillant de drain est remplacé, comme on le voit, par une cavité résonnante, pièce de révolution, tournée dans du cuivre argenté, dont la figure indique la coupe par un plan contenant l'axe.

L'énergie oscillante apparaissant sur le drain est prélevée par le condensateur C_4. Il est d'usage, dans de tels oscillateurs, d'essayer d'adapter la sortie de l'oscillateur sur une impédance de 50 Ω. Cela se fera au moyen d'une ligne coaxiale munie de deux dérivations en T, possédant, dans chacune d'entre elles, un piston de court-circuit adéquat. En manœuvrant d'une façon correcte ces deux organes de réglage, bien connus sous le nom « Stubs » par les spécialistes des U.H.F., on arrive à adapter d'une façon optimale la sortie de l'oscillateur sur 50 Ω.

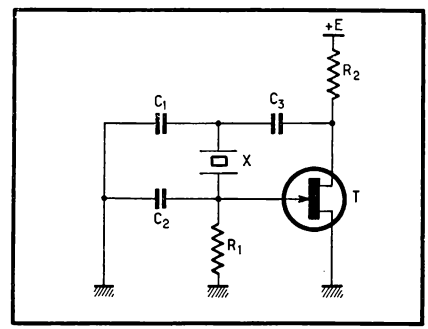


Fig. 6-12. — Oscillateur à quartz du type « Pierce » à T.E.C. Le fonctionnement est un peu analogue à celui du « Colpitts » de la figure 6-6. Exemple de réalisation : + E = 6 V, T = 2 N 3823 (**Sescosem**) ou T 4— 3+, R = 1,8 kΩ, R' = 3,9 MΩ, C_1 = 68 pF, C_2 = 27 pF, C_3 = 10 pF, quartz de 1 MHz.

Précisons que, dans ces techniques des U.H.F., il ne s'agit plus de couplages par des boucles (sauf cas très particuliers), mais d'un ensemble de matériels parfaitement spécialisés, sans lesquels aucun résultat valable ne peut être obtenu (*).

1-5. — OSCILLATEURS A QUARTZ.

Etant donnée la très grande impédance d'entrée, pratiquement capacitive aux fréquences pas trop élevées, des T.E.C., ces éléments se révèlent parfaits pour la réalisation d'oscillateurs à quartz.

(*) D'une façon générale, dans les oscillateurs à T.E.C., la stabilité relative de la fréquence est nettement meilleure que celle des oscillateurs à transistors bipolaires, surtout en charge (donc à température élevée). Des essais l'ont prouvé, confirmant ainsi les premiers résultats obtenus avec les « tecnetrons », qui ont permis de réaliser des oscillateurs d'une stabilité en fréquence de l'ordre de 2.10^{-6}.

On sait, en effet, qu'une lame de quartz convenablement taillée se comporte comme un circuit oscillant dont la surtension est considérable. Pour bénéficier efficacement de cette surtension, il faut que le filtre constitué par la lame de quartz, placé entre la sortie d'un amplificateur et l'entrée de celui-ci, soit amorti le moins possible par l'entrée de l'amplificateur.

Un premier schéma tout à fait utilisable pour la plupart des quartz oscillant de quelques kilohertz à une dizaine de mégahertz est l'oscillateur du type Pierce, dont le schéma est reproduit sur la figure 6-12. On voit immédiatement qu'il s'agit de la transposition de l'oscillateur Colpitts de la figure 6-6, le circuit oscillant étant remplacé par la lame de quartz X.

L'oscillateur Pierce présente le grand avantage de ne comporter aucun élément résonnant autre que le quartz lui-même. La fréquence propre d'oscillation de ce dernier est donc fort peu influencée.

On sait qu'une lame de quartz possède deux fréquences caractéristiques, une de résonance *série,* pour laquelle son impédance réduite à un terme réel est *minimale,* et une autre de résonance *parallèle,* pour laquelle son impédance passe par une valeur *maximale* très élevée.

Ces deux fréquences sont extrêmement voisines l'une de l'autre. Un oscillateur à quartz fonctionne toujours à une fréquence comprise entre la valeur de résonance et la valeur d'anti-résonance. En modifiant le rapport et la valeur des capacités C_1 et C_2, il est possible d'agir sur la fréquence d'oscillation du quartz. Si la qualité de la lame de quartz est bonne, cette action sera limitée à quelques cent millièmes en valeur relative. Elle permettra ainsi d'ajuster exactement le quartz sur la fréquence d'oscillation théorique, définie en général par le constructeur de la lame dans un montage déterminé.

Pour un cristal de quartz de qualité médiocre, on peut utiliser le montage de la figure 6-13, dans lequel un circuit L-C oscillant à la fréquence du quartz a été placé en série dans la connexion de drain. Le couplage de sa bobine L avec quelques spires L' permet d'envoyer, par la lame de quartz, la tension d'entretien à la grille du T.E.C.

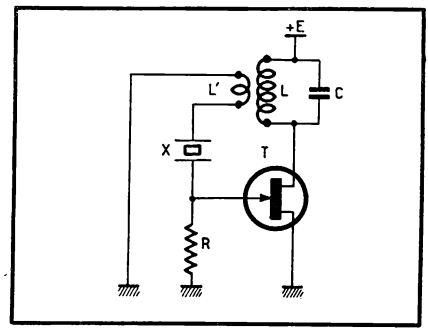
Un tel type d'oscillateur, en général fort peu recommandé pour les quartz de précision, devient indispensable dans le cas d'une lame de cristal oscillant sur « partiel », c'est-à-dire plus vite que ne le voudrait la fréquence d'oscillation fondamentale liée à l'épaisseur de la lame. On dit, en général, qu'il s'agit d'une oscillation sur harmonique. Ce n'est pas tout à fait vrai, l'oscillation ayant lieu à une fréquence qui n'est pas rigoureusement un multiple entier de la fréquence fondamentale du cristal.

Ce système d'oscillateur sur « partiel » est pratiquement le seul qui soit utilisable si l'on souhaite obtenir un oscillateur à quartz dont la fréquence dépasse 20 MHz.

2. — Amplificateurs sélectifs.

Les qualités intrinsèques des T.E.C. et des MOST les rendent fort intéressants comme amplificateurs sélectifs haute fréquence, dans la technique de la radiodiffusion et de la télévision. On peut dire que, pratiquement, seule l'arrivée sur le marché des T.E.C. haute fréquence a permis de tenir les promesses, un peu imprudentes, faites par les transistors bipolaires. En effet, il faut bien reconnaître que, dans la majorité des cas, les récepteurs de radiodiffusion équipés exclusivement de transistors sont d'une qualité inférieure à celle que l'on obtenait avec les tubes électroniques. Précisons tout de suite qu'il est cependant possible, sans utiliser de T.E.C., d'égaler pratiquement, et de dépasser parfois, les performances des récepteurs à tubes électroniques, mais cela entraîne des acrobaties techniques assez délicates.

Fig. 6-13 (ci-contre). — Si le cristal de quartz a une mauvaise surtension, ou si l'on doit le faire osciller sur « partiel », on choisit ce type de montage, dans lequel le circuit L - C est accordé sur la fréquence que l'on veut obtenir.



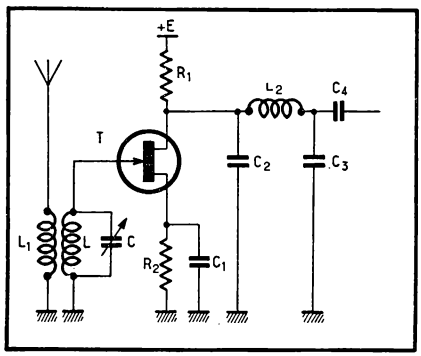


Fig. 6-14 (ci-contre). — Etage d'entrée d'un récepteur de radiodiffusion à T.E.C., à polarisation automatique par la source. Le « filtre Collins » constitué par C_2, L_2 et C_3 joue le double rôle d'un filtre de bande et d'un abaisseur d'impédance pour l'attaque des étages suivants.

2-1. — APPLICATIONS AUX RECEPTEURS DE RADIODIFFUSION ET DE TELEVISION.

Dans les récepteurs de radiodiffusion et de télévision, c'est en général dans le premier étage que l'on rencontre le T.E.C., les étages suivants étant souvent équipés de transistors bipolaires classiques.

Nous avons déjà vu un exemple analogue dans les amplificateurs basse fréquence mixtes. La raison de ce choix est la suivante : c'est l'étage d'entrée qui déterminera les qualités du récepteur, du point de vue de son facteur de bruit et surtout de son élimination de la transmodulation.

Ce dernier fait est particulièrement important pour marquer l'avantage pris par les T.E.C. sur les transistors bipolaires. La forme de la caractéristique de ces derniers les rend particulièrement sensibles à l'intermodulation, ce qui fait qu'il est très difficile, avec un étage d'entrée équipé de transistors bipolaires, d'obtenir une élimination de cette intermodulation du même ordre que celle qu'assuraient les tubes électroniques.

Si la fréquence de l'étage d'entrée se situe dans un domaine inférieur à quelques mégahertz, l'utilisation du montage à source commune se justifie pleinement et nous obtenons un étage réalisé comme l'indique le schéma de la figure 6-14.

On voit que le T.E.C. est attaqué classiquement sur sa grille par le circuit oscillant L-C, couplé à l'antenne par le bobinage L_1. La polarisation est assurée, sur la source, par la résistance R_2 découplée par C_1. Etant donné que la fréquence de fonctionnement est élevée, la capacité de C_1 peut être faible. Ce qui surprendra peut-être c'est le réseau L_2, C_2, C_3. Il s'agit d'un filtre sélectif, adaptateur d'impédances, bien connu des radioélectriciens, sous le nom de filtre Collins. Il est destiné à adapter l'impédance relativement élevée du drain du T.E.C. à l'impédance, probablement assez basse, de la base du transistor bipolaire qui suit, ce dernier étant éventuellement l'étage mélangeur dans un superhétérodyne.

On peut évidemment être gêné par la présence de la capacité parasite drain-grille du T.E.C. Il est possible de s'en affranchir partiellement par la technique du neutrodynage H.F., bien connue des radioélectriciens. Si l'étage d'entrée est celui d'un récepteur de télévision, c'est, plus classiquement, un montage « cascode » tel que celui que nous avons déjà rencontré (page 95) qui sera utilisé.

L'utilisation de T.E.C. bi-grilles, ou de MOST sur lesquels on agit par la connexion de substrat, ainsi que nous l'avons signalé plus haut (page 40), permet d'appliquer facilement à l'étage une commande automatique de gain (C.A.G.).

2-2. — CAS DES V.H.F. ET U.H.F.

Lorsque l'on veut utiliser les T.E.C. comme amplificateurs V.H.F. ou U.H.F., ce sont essentiellement les capacités parasites interélectrodes qui peuvent créer certaines perturbations. Encore convient-il de préciser que, à ces capacités, peuvent s'ajouter celles qui sont formées entre les différentes électrodes et le boîtier.

Schéma équivalent H.F. d'un T.E.C. donné.

La figure 6-15 reproduit le schéma indiqué par *Union Carbide,* et donne l'équivalent haute fréquence de son transistor en boîtier métallique 2 N 4416.

Cette figure nécessite quelques explications supplémentaires. Les points marqués respectivement G, S, D et B correspondent respectivement aux connexions de grille, de source, de drain et de boîtier. En effet, le 2 N 4416, comme beaucoup d'autres T.E.C., est monté dans un boîtier métallique à quatre connexions, l'une d'entre elles étant reliée à ce boîtier.

La résistance r_g symbolise la résistance propre de la connexion de grille et de la couche semi-conductrice et métallique servant de grille. Le générateur de courant i, correspondant à une valeur $i = s\ e$, indique l'action de transfert de l'entrée sur la sortie. Dans l'expression ci-dessus, s désigne la pente (ou transconductance) du T.E.C., ici de l'ordre de 5 mA/V pour les emplois classiques.

La résistance R_{DS} correspond au terme réel de l'impédance de sortie drain-source du T.E.C. Elle est l'inverse du terme que nous avons appelé h_{22s}, correspondant à la pente de la partie quasi horizontale sur la caractéristique I_d/V_{DS} du T.E.C. On peut très souvent considérer cette valeur comme pratiquement infinie par rapport aux impédances des parties capacitives.

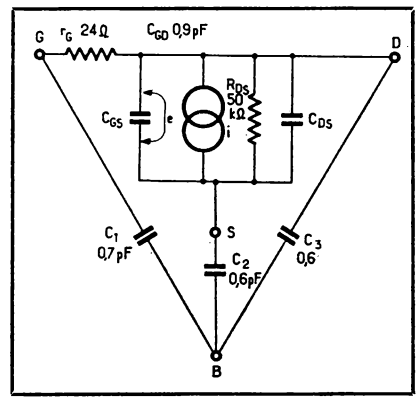


Fig. 6-15. — Schéma équivalent (documentation **Union Carbide**) du T.E.C. 2 N 4416, montrant la répartition des différents éléments actifs et parasites entre les électrodes (Source, Drain et Grille) et le Boîtier.

L'élément le plus gênant dans ce T.E.C. est la capacité parasite C_{GD}, puisque c'est elle qui introduit un couplage parasite inverse entre le drain et la grille, autrement dit, de la sortie vers l'entrée. D'après les indications données par ailleurs sur ce transistor, nous l'avons estimée à 0,9 pF. La capacité C_{GS} réduit la pente.

La tension e, à partir de laquelle on obtient la valeur de l'intensité i du générateur de courant équivalent, n'est, en réalité, pas tout à fait celle que l'on applique à l'entrée, entre G et S, en supposant qu'il s'agisse d'un montage à source commune. En effet, la présence de la résistance r_g fait que l'on trouve, aux bornes du condensateur C_{GS}, une tension légèrement plus faible que la tension appliquée entre les connexions de grille et de drain.

Les condensateurs C_1, C_2 et C_3 représentent respectivement les

capacités présentées par rapport à la connexion de boîtier B (et au boîtier lui-même) par les connexions G, S et D.

Ces trois capacités ne joueront d'ailleurs pas des rôles extrêmement importants si, comme c'est pratiquement toujours le cas, le boîtier se trouve mis à la masse (directement reliée à la source du point de vue alternatif). Il n'en restera pas moins une augmentation d'environ 0,7 pF de la capacité d'entrée, et d'environ 0,6 pF de la capacité de sortie.

En utilisant un transistor d'un type analogue, mais monté dans un boîtier en céramique, comme le 2 N 4417, on pourra supprimer C_1, C_2 et C_3, et l'on gagnera d'autant sur les capacités parasites.

Neutrodynage.

Il n'en reste pas moins que, si l'on veut utiliser le T.E.C. en montage source commune pour amplifier des V.H.F. et U.H.F., il est nécessaire, pour obtenir une amplification stable, de compenser l'effet de la capacité parasite C_{GD} : il faut donc, comme l'on dit, neutrodyner.

La figure 6-16, toujours empruntée à la documentation de *Union Carbide,* indique un exemple de réalisation d'un amplificateur à 400 MHz.

On voit que le T.E.C. est monté en source commune. Il est entièrement protégé dans un blindage, séparé lui-même en deux par une cloison, qui laisse d'un côté l'entrée (grille et source), et de l'autre la sortie (drain). C'est ce boîtier qui constitue le pôle commun de l'alimentation positive de drain, qui est ici de 15 V, et de la polarisation négative V_{GS} de source qui doit être réglée de telle sorte que le courant drain soit de l'ordre de 5 mA. L'entrée et la sortie de l'étage amplificateur sont adaptées pour une impédance de 50 Ω.

Le circuit d'entrée (grille) est accordé par le condensateur C_5 et le bobinage L_3 (précisons que, pour ce dernier, sa valeur est bien 22 nH $= 22.10^{-9}$ H $= 0{,}022$ μH). Le circuit de sortie drain est accordé par C_4 et L_2, le coefficient de self-induction de ce dernier bobinage étant légèrement plus élevé que celui de L_3.

C'est le circuit C_2 - L_1 qui assure le neutrodynage, réinjectant sur la grille une fraction de la tension de sortie, pour neutraliser les effets perturbateurs de la capacité grille-drain.

On remarquera, tant pour l'arrivée dans le blindage de la connexion de polarisation grille, que pour l'arrivée de l'alimentation drain, les condensateurs de « traversée », C_6 et C_7, jouant des rôles analogues à ceux de C_2 et C_1 sur l'oscillateur de la figure 6-11.

On remarquera également la mise à la masse du boîtier en deux points, l'un correspondant aux connexions d'entrée, l'autre aux connexions de sortie ; ce sont là des précautions très habituelles pour les spécialistes de la V.H.F.

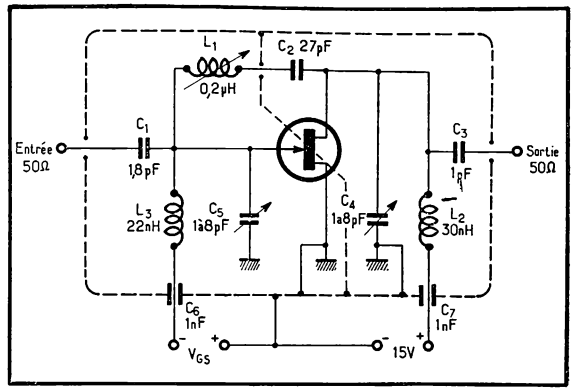


Fig. 6-16. — Amplificateur à 400 MHz en source commune (documentation **Union Carbide**), entrée et sortie à 50 Ω, gain en puissance 10 dB.

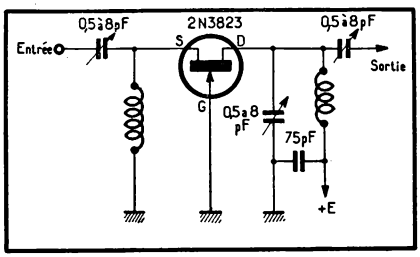


Fig. 6-17. — Amplificateur à grille à la masse, utilisant un simple 2 N 3823, non spécialement prévu pour la V.H.F., et donnant cependant un gain de 10 dB à 200 MHz (documentation **Siliconix**).

Le gain indiqué pour ce montage est de 10 dB au minimum (gain de puissance, correspondant à un gain en tension de l'ordre de 3,2).

Un montage analogue, utilisant des valeurs plus élevées des composants, permet de réaliser un amplificateur à source commune pour la fréquence de 100 MHz, le gain est alors au minimum de 18 dB, avec un facteur de bruit maximal de 2 dB.

Nous considérons toutefois que la réalisation d'amplificateurs V.H.F. par le montage à source commune n'est pas très intéressante au-delà de 200 ou 300 MHz. Le montage à grille commune permet de se dispenser du neutrodynage et assure souvent un fonctionnement plus stable.

La figure 6-17, extraite de la documentation de *Siliconix,* indique une réalisation possible d'un amplificateur dont le gain est d'au moins 10 dB, avec un facteur de bruit inférieur à 3 dB, le tout pour une fréquence de 200 MHz, en utilisant simplement le T.E.C. 2 N 3823 qui n'est pourtant pas spécialement indiqué pour les très hautes fréquences. On voit que cet amplificateur est beaucoup plus simple de constitution que celui de la figure précédente (*).

(*) Une réalisation présentée au Salon des composants par la *Sescosem* en 1969, utilisant un « gridistor » à structure « en brosse », d'un montage très simple (amplificateur à grille commune à lignes) permettait d'obtenir en sortie une puissance de 2,5 W à 500 MHz avec un gain de 5 dB et un rendement de drain de l'ordre de 30 %.

On pourrait donner encore beaucoup d'autres exemples de réalisations possibles dans le domaine des V.H.F. et U.H.F. ; nous préférons nous en tenir là, et inviter les lecteurs à se reporter aux schémas qui sont publiés dans les notices et notes d'applications des constructeurs des T.E.C. L'auteur avoue d'ailleurs qu'il n'est pas lui-même, tant s'en faut, un habitué des V.H.F., et qu'il n'a pas réalisé les montages des figures 6-16 et 6-17.

2-3. — AVANTAGES DES T.E.C. EN AMPLIFICATEURS H.F.

Dans le domaine de l'amplification haute fréquence, les avantages des T.E.C. sur les transistors bipolaires sont essentiellement les suivants :

— L'adaptation d'impédances de la source à l'entrée du T.E.C. est relativement facile, étant donné que l'impédance d'entrée du T.E.C. — tout au moins pour les fréquences inférieures à quelques dizaines de mégahertz (quelques centaines pour les T.E.C. spéciaux V.H.F.) — est pratiquement identique à celle d'un simple condensateur.
Il n'en va pas de même avec les transistors bipolaires, ce qui rend leur adaptation délicate.

— Le T.E.C. présente, en général, un facteur de bruit un peu plus faible que celui des transistors bipolaires usuels dans le domaine de la haute fréquence. Cet avantage n'est pas toujours aussi notable qu'on le croit, les T.E.C. de très grande qualité ayant seuls des facteurs de bruit inconcurrençables dans le domaine des U.H.F. (*).

— Enfin, et surtout, l'intérêt capital des T.E.C. en amplification haute fréquence vient du fait qu'ils sont beaucoup moins sensibles que les transistors bipolaires aux phénomènes d'intermodulation. Les phénomènes en question ont tellement gêné les réalisateurs de montages poussés utilisant des transistors bipolaires que, souvent, les performances des récepteurs équipés de transistors sont inférieures à celles des modèles correspondants à tubes électroniques à vide. Avec les T.E.C., cette infériorité des semi-conducteurs disparaît définitivement.

3. — Amplificateurs vidéo-fréquence.

Les T.E.C. se prêtent parfaitement à la réalisation d'amplificateurs à large bande, à condition de les utiliser correctement. Dans

(*) En principe, à toutes les fréquences, les T.E.C. devraient avoir un facteur de bruit plus intéressant que celui de tous les autres dispositifs. Leur résistance équivalente de bruit devrait être comprise entre $0{,}7/s_o$ et $0{,}5/s_o$, s_o étant la pente (transconductance) maximale. On s'approche de ces valeurs actuellement dans les T.E.C. de très grande qualité.

les calculs relatifs à ces amplificateurs, on retrouve ceux que l'on faisait pour les tubes à vide, et qui ne sont plus tellement présents à la mémoire de la plupart des techniciens, surtout de ceux qui ont moins de trente ans au moment où nous écrivons ces lignes.

3-1. — LIMITATIONS DE LA BANDE.

La figure 6-18 reproduit la structure typique d'un étage amplificateur, mettant en évidence les différentes capacités parasites qui limiteront, du côté haut, la bande de fréquences transmise par l'étage.

Cette limitation viendra, en effet, de deux origines :

— La réduction des caractéristiques intrinsèques du T.E.C. aux fréquences élevées (principalement la réduction de la pente) ;

— L'influence des capacités parasites dont l'impédance diminue en fonction de la fréquence.

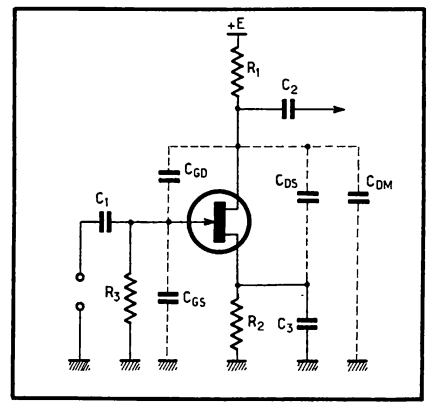


Fig. 6-18. — Etage amplificateur B.F. ou vidéo-fréquence, mettant en évidence les différentes capacités parasites qui vont limiter les performances aux fréquences élevées.

La première cause de limitation est souvent négligeable. Comme nous l'avons vu plus haut, la pente d'un T.E.C., surtout s'il s'agit d'un modèle étudié pour les fréquences élevées, ne diminue pas d'une façon sensible avant des fréquences de plusieurs centaines de mégahertz. Nous reviendrons sur ce point ultérieurement.

Inventaire des capacités parasites.

La limitation la plus importante est apportée par l'influence des capacités parasites internes. Nous en rencontrerons essentiellement trois :

— La capacité parasite entre grille et source C_{GS} ;

— La capacité parasite entre grille et drain : C_{GD} ;

— La capacité parasite entre drain et source : C_{DS}, à laquelle il convient d'ajouter, pour les montages à source commune, la capacité parasite C_{DM} entre le drain et la masse. C'est à cette dernière qu'il conviendra d'ajouter également la capacité parasite de câblage.

Examinons d'abord rapidement la situation en ce qui concerne la capacité parasite C_{GS}. Elle ne concerne essentiellement que l'impédance d'entrée de l'étage amplificateur, provoquant une réduction de cette impédance quand la fréquence s'accroît.

Certes, ce fait n'est pas négligeable en lui-même, le plus souvent, il est loin d'être nettement important. Evidemment, on sait qu'une capacité présente une impédance relativement faible aux fréquences élevées, même si elle est de petite valeur ; c'est ainsi que 1 pF à 50 MHz correspond à 3 200 Ω.

Mais, comme nous le verrons plus loin, il est exceptionnel que les circuits utilisés dans des amplificateurs à large bande aient une impédance interne élevée. D'autre part, cette capacité parasite C_{GS} dépassant rarement deux ou trois picofarads, ne fait que s'ajouter dans une proportion relativement faible, à la capacité des conducteurs d'attaque d'entrée et surtout à celle qui est due à l'effet Miller.

Ce dernier effet est bien connu du spécialiste des tubes. Quand on applique à la grille du T.E.C. de la figure 6-18 un signal qui fait monter le potentiel de cette dernière de $+ u$, il en résulte, par l'action amplificatrice du T.E.C., que le potentiel drain de ce dernier décroît de A u, expression dans laquelle A désigne le gain en tension du montage.

Le condensateur de capacité C_{GD} a donc une variation en sens inverse du potentiel de ses deux électrodes. La différence de potentiel entre ses électrodes s'est donc élevée de :

$$u + Au = u\,(A + 1).$$

La quantité d'électricité nécessaire pour obtenir cette variation de tension aux bornes de C_{GD} est donc de

$$u\,(A + 1)\,C_{GD}.$$

En ce qui concerne l'électrode d'entrée (grille) on voit que ce condensateur C_{GD}, entre grille et drain, est équivalent à un condensateur de capacité $(A + 1)\,C_{GD}$ entre grille et masse.

Cette augmentation de la capacité apparente d'entrée d'un étage va agir, évidemment, sur la source qui attaque l'entrée de cet étage et ce d'autant plus que la résistance interne de cette source est élevée. En particulier, si l'étage de la figure 6-18 attaque, par sa sortie, un autre étage identique, tout se passe comme si le drain du premier étage était connecté à la masse par une capacité totale

$$C_{DS} + C_{DM} + C'_{GS} + (A' + 1)\,C'_{GD} = C,$$

expression dans laquelle les grandeurs affectées du symbole (') correspondent à celles du second étage, attaqué par le premier.

Fréquence « quadrantale ».

Nous considérerons donc, pour le moment, que la perturbation du montage est essentiellement due à la présence d'un condensateur de capacité C, situé entre le drain de l'étage et la masse.

La source d'alimentation + E, étant à potentiel constant, est donc « à la masse » du point de vue alternatif. Il revient donc au même de considérer le condensateur parasite C comme situé entre drain et masse, ou comme shuntant la résistance R_1 sur la figure 6-18.

Il s'ensuivra une réduction du gain de l'étage, l'impédance de charge drain du montage diminuant quand la fréquence augmente, du fait de la présence de C.

Nous avons considéré (et nous verrons un peu plus loin à quel point c'est justifié) que les limitations de bande dues à la réduction de pente du T.E.C., pour quelques centaines de mégahertz, ne se produisaient que pour des valeurs de fréquence beaucoup plus élevées que celles qui affectent la réduction d'impédance de charge drain. Nous commencerons donc par considérer la pente comme constante.

On sait que, dans ces conditions, il y a une réduction de gain de 3 dB pour la fréquence dite « quadrantale » :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC} .$$

A cette fréquence, l'impédance de C est égale (en module) à R_1. L'impédance de l'ensemble de R_1 et C en parallèle se trouve donc réduite à :

$$Z = \frac{R_1}{\sqrt{2}} = 0{,}707 \times R_1.$$

Il y a donc, pour la fréquence f_0, une perte d'environ 30 % du gain en tension, ce qui correspond à une baisse de moitié de la puissance envoyée par la sortie de l'étage dans une résistance fixe, d'où le nom de « fréquence 3 dB ».

Comment pourrons-nous faire en sorte que cette fréquence 3 dB soit aussi élevée que possible ? La formule

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi RC}$$

nous montre que les deux éléments sur lesquels nous devons agir, pour en diminuer la valeur, sont respectivement C et R_1.

Pour le premier, nous ne pouvons pas faire grand-chose, à part un choix judicieux du T.E.C. parmi les modèles présentant le moins

possible de capacités parasites (et surtout de capacité grille-drain, celle-ci étant prépondérante dans C à cause de l'effet Miller). Nous pouvons également faire un montage bien ramassé, utilisant des éléments technologiques bien étudiés, pour minimiser les capacités parasites.

Les faibles résistances de charge.

Puisque la réduction de C semble difficile, le mieux est de s'attaquer essentiellement à la réduction de R_1. On est toutefois limité dans cette voie par le fait que le montage doit être amplificateur, et que toute réduction de R_1 entraîne une réduction de l'amplification en tension A.

On rencontre, de plus en plus souvent, des T.E.C. dont la pente atteint et dépasse 5 ou 6 mA/V. En général, cette pleine valeur de la pente n'est obtenue que pour un courant drain déjà relativement important (souvent 5, 10 mA ou même plus). Ce fait est assez favorable pour nous, puisque nous allons être amenés automatiquement à réduire la résistance R_1, sous peine d'avoir une chute de tension très élevée dans cette résistance, nous obligeant à choisir une valeur de E trop importante.

Avec une résistance R_1 de 1 kΩ et une capacité totale C de l'ordre de 10 pF, ce qui n'est pas irréalisable, on peut calculer aisément la fréquence f_0 correspondante : elle est de l'ordre de 16 MHz. Rappelons d'ailleurs, à ce propos, qu'une formule simple pour calculer cette fréquence est :

$$f_0 \, R_1 \, C = 160,$$

à condition d'y exprimer f_0 en mégahertz, R_1 en kilohms, et C en picofarads.

Avec une telle résistance de 1 kΩ et une pente de 5 mA/V, le gain de l'étage n'est que de 5, ce qui correspond approximativement à 14 dB.

Réduire à une valeur encore plus faible la résistance R_1 serait difficile : si l'on arrivait, par exemple, à 300 Ω, il faudrait une pente de 12 mA/V pour obtenir un gain en tension de 4 (12 dB). Or, les T.E.C. ayant une pente de 12 mA/V ne sont pas courants. Il convient de faire remarquer, à ce propos, que plusieurs constructeurs présentent des associations de T.E.C. et transistors bipolaires dans un même boîtier, ce qui permet de conclure à une pente très élevée ; il faut toutefois se méfier du fait que la fréquence de coupure peut, alors, être nettement plus faible, ceci étant dû aux transistors bipolaires joints au T.E.C.

Emploi d'un montage mixte.

Nous avons, en revanche, une excellente opinion de l'association T.E.C. - transistor-bipolaire schématisée sur la figure 6-19. Ici, le

transistor bipolaire, T_2, est monté en base commune : sa base est polarisée par le diviseur de tension R_4 - R_5, découplée à la masse par le condensateur C_4. Dans ces conditions, la fréquence de coupure du transistor T_2 est voisine de sa fréquence F α, beaucoup plus grande que la fréquence de coupure d'un transistor monté en émetteur commun.

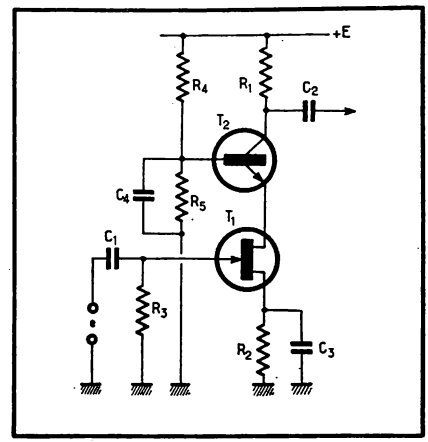


Fig. 6-19. — En commandant, par le courant drain d'un T.E.C., un transistor bipolaire monté en base commune, nous nous débarrassons de l'effet Miller, ce qui augmente très nettement les possibilités de l'étage aux fréquences élevées, par réduction de sa capacité d'entrée. Exemple de réalisation : + E = 18 V, T_1 = 2 N 4416 (**Siliconix, Union Carbide**), T_2 = 2 N 3662 ou 2 N 918 (**Sescosem**) R_1 de 470 Ω à 1 kΩ selon le gain et la bande désirés, R_2 = 820 Ω, R_3 = 4,7 MΩ, R_4 = R_5 = 1,5 kΩ, C_1 = 0,1 μF, C_2 = 0,47 μF, C_3 = 470 μF, C_4 = 10 nF.

Dans le montage de la figure 6-19, on trouve, dans le collecteur de T_2, un courant pratiquement égal à celui de son émetteur, c'est-à-dire au courant drain de T_1. On pourrait donc penser que ce montage n'a aucun avantage sur l'utilisation du T.E.C. unique comme sur la figure 6-18, par exemple. En réalité, l'avantage fondamental du montage de la figure 6-19 est de maintenir le drain du T.E.C. à un potentiel constant, très voisin de celui de la base de T_2. On supprime donc l'augmentation de la capacité d'entrée de l'étage par effet Miller. Il y a alors réduction notable de la capacité parasite totale du montage, la part revenant à l'effet Miller étant prépondérante dans les cas usuels. Indépendamment de ces avantages, ce montage donne la possibilité d'obtenir une plus grande excursion de tension sur le collecteur de T_2, si ce dernier s'y prête, que celle que l'on pourrait avoir directement sur le drain du T.E.C., souvent limitée à une tension drain-source de 25 V.

Quand on a fait tout ce que l'on pouvait pour réduire la capacité parasite C et la résistance de charge drain R_1, la seule ressource pour augmenter la bande passante est l'utilisation des corrections.

On sait que le but de ces dernières est d'empêcher la diminution de l'impédance de charge drain aux fréquences élevées, ou de provoquer une élévation de la tension transmise à l'étage suivant pour les fréquences élevées.

Correction shunt.

Nous commencerons par la correction la plus simple, appelée correction shunt, et indiquée sur le schéma de la figure 6-20.

Sur cette figure, nous n'avons représenté ni les circuits d'attaque, ni les circuits de polarisation du T.E.C., ceci dans un but de simplification. Nous avons représenté la capacité parasite totale C comme étant située entre le + E et le drain, ce qui est, comme nous l'avons déjà dit, parfaitement légitime.

Le but du bobinage L est de retarder la diminution de l'impédance de l'ensemble R_1 - C quand la fréquence croît. Suivant ce que l'on désire comme type d'amplificateur vidéo-fréquence, on choisira la valeur de L. Par exemple, si l'on désire que la bande passante en *amplitude* soit aussi grande que possible, sans se soucier des déphasages éventuels, entraînant une déformation du signal, on prendra :

$$L = 0{,}5\ C\ (R_1)^2.$$

Avec une telle valeur de L, le gain de l'étage repassera, pour la fréquence f_0

$$\left(f_0 = \frac{1}{2\ \pi\ R_1\ C}\right),$$

par la même valeur que pour les fréquences très faibles, au lieu de descendre de 30 % pour la fréquence f_0, ainsi que cela aurait été le cas en l'absence du bobinage L.

Il convient toutefois de préciser que, avec cette valeur de L, le gain tombe légèrement (— 0,3 dB environ) en dessous de sa valeur aux fréquences basses, pour une fréquence voisine de la moitié de f_0. En revanche, son grain dépasse d'environ 0,3 dB la valeur correspondant à celle des fréquences basses pour une fréquence voisine de 70 % de f_0.

Dans un tel type de correction, nous avons négligé la réponse en phase, pour tout sacrifier à la réponse en amplitude. Précisons un peu ce dernier point.

Distorsion de phase.

On ne cherche pas, en ce qui concerne la réponse en phase, à obtenir un déphasage φ nul entre l'entrée et la sortie dans toute la gamme des fréquences utiles, ce serait, d'ailleurs, impossible. On cherche seulement, comme le montre la figure 6-21, à obtenir une courbe donnant le déphasage entre l'entrée et la sortie en fonction de la fréquence qui s'écarte aussi peu que possible de sa tangente à l'origine. Par exemple, sur la figure 6-21, une courbe telle que celle qui a été tracée en trait plein correspond à une meilleure réponse en phase que celle qui a été tracée en pointillé.

La qualité de la réponse en phase conditionne la conservation de la *forme* des signaux. On étudiera donc tout spécialement la phase pour les amplificateurs destinés à la déviation du faisceau dans un oscilloscope. En revanche, si l'on ne désire pas une fidélité de forme d'onde, mais que l'on souhaite essentiellement une bande passante aussi large que possible, on prendra la valeur

$$L = 0{,}5\ C\ (R_1)^2.$$

Ce sera le cas, par exemple, si l'on souhaite réaliser un amplificateur destiné à attaquer un voltmètre pour le transformer en millivolmètre.

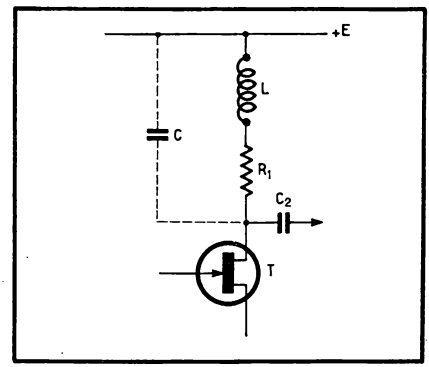


Fig. 6-20. — La compensation de l'effet des capacités parasites peut se faire par la « correction shunt », en utilisant une bobine L dont la valeur est calculée à partir de celle de R et la capacité de C.

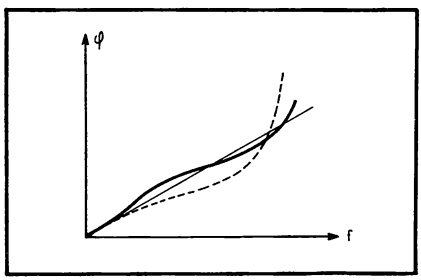


Fig. 6-21. — On souhaite, dans un amplificateur vidéofréquence, que le déphasage soit une fonction aussi linéaire que possible de la fréquence. La courbe en trait gras correspond à une distorsion de phase plus faible que celle en pointillé.

En revanche, si la transmission correcte de la forme d'onde a de l'importance, on prendra alors une valeur de L donnée par

$$L = 0{,}414\ C\ (R_1)^2.$$

Avec cette dernière valeur, la courbe donnant le gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence baisse constamment (mais, évidemment, le moins rapidement possible). Elle ne présentera donc pas de minimum ni de maximum, contrairement au cas de la correction avec $L = 0{,}5\ C\ (R_1)^2$ que nous avons étudiée plus haut. Cette descente n'est toutefois pas catastrophique : pour la fréquence f_0, la perte de gain, avec $L = 0{,}414\ C\ R_1^2$, n'est que de 0,6 dB. Ce type

de correction est bien meilleur en ce qui concerne la phase que le type précédent.

Correction Hazeltine.

On peut encore améliorer la réponse en fréquence en shuntant le bobinage L par un condensateur C', comme le montre la figure 6-22.

C'est ce que l'on nomme la correction Hazeltine. On prendra pour C' la valeur C' = 0,353 × C, ce qui fait que l'ensemble de L et C résonne sur une fréquence 2,6 × f_0. Avec une telle correction, on n'a plus qu'une perte de gain d'environ 1 dB pour une fréquence double de f_0. En n'utilisant pas le condensateur C', pour cette même fréquence 2 × f_0, la perte de gain serait d'environ 3,5 dB. Ceci, bien entendu, en supposant toujours que l'on a choisi la valeur $L = 0{,}414\ C\ R_1^2$.

Si l'on désire à tout prix élargir la bande, on pourra faire appel à la correction dite « série ». C'est celle qui est représentée sur la figure 6-23.

Correction série.

On peut être surpris que la présence d'un bobinage L en *série* dans la liaison du premier étage au second puisse améliorer la réponse aux fréquences élevées, puisque, a priori, cet élément dont l'impédance augmente avec la fréquence, doit gêner une telle transmission. En réalité, il ne faut pas oublier que, maintenant, nous devons considérer la capacité parasite totale comme constituée de deux condensateurs, C' et C'', qui ne sont plus directement en parallèle.

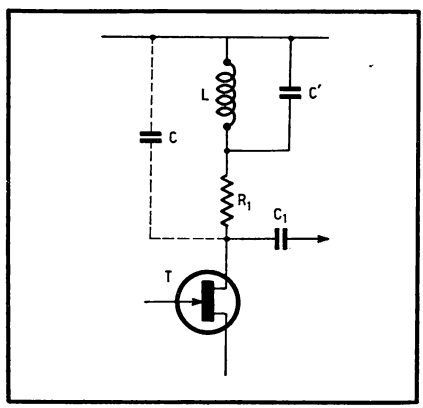


Fig. 6-22. — Correction vidéofréquence dite « Hazeltine », dans laquelle on accorde le bobinage de correction L par un condensateur C' : l'élargissement de la bande est plus grand qu'avec la correction shunt seule.

La capacité parasite C' correspond à la capacité de sortie du premier étage et à une partie de la capacité parasite de câblage ; C'' correspond à l'entrée du second étage et à une autre partie de la

capacité parasite de câblage. Dans le couplage simple d'un étage au suivant, on ne considérait que la somme C' + C" ; c'est elle que nous avons nommée, jusqu'à présent, C.

Maintenant, l'ensemble du condensateur C' du bobinage L et du condensateur C", constitue un filtre Collins, comme celui que nous avons rencontré sur la figure 6-14. S'il est convenablement adapté, il améliorera le passage des fréquences élevées.

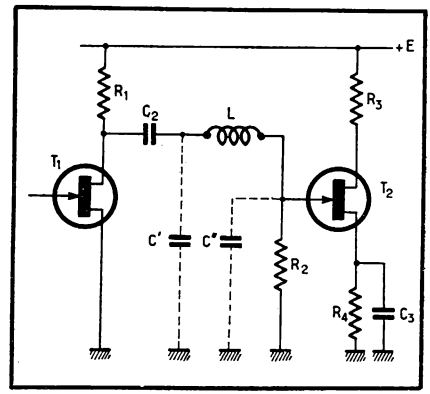


Fig. 6-23. — Correction dite « série », dans laquelle la capacité parasite doit être considérée comme scindée en deux : C' en amont du bobinage L et C" en aval de ce bobinage. L'ensemble C', L, C" constitue un « filtre Collins » qui relève les fréquences élevées.

La meilleure adaptation de ce montage correspond au cas où la capacité C" a une valeur double de celle de C'. On pourrait objecter que l'on n'est pas maître du rapport C"/C'. En réalité, on peut jouer assez fortement sur ce rapport, suivant l'endroit où l'on place le bobinage L ainsi que le condensateur de liaison C_2. On modifie ainsi à sa guise la répartition des capacités parasites en « amont » et en « aval » du bobinage.

Dans le cas où l'on a réalisé C" = 2 × C', on utilisera une valeur de L donnée par :

$$L = 0{,}66\ (C' + C")\ R_1^2.$$

Avec une telle disposition, on arrivera à obtenir une bande passante à 0,3 dB environ double de f_0.

Corrections mixtes.

Il existe enfin des corrections dites « mixtes », combinant la correction shunt (ou, mieux, la correction Hazeltine), et la correction série. On dispose alors de plus d'éléments ajustables, ce qui permet de pousser l'élargissement de la bande encore plus loin. Toutefois, il ne faut pas oublier que, les possibilités d'amélioration augmentant, les difficultés de réalisation croissent plus vite.

La détermination exacte de la valeur optimale pour un circuit de correction mixte Hazeltine-série représente un véritable casse-tête

de mathématicien. La solution généralement adoptée pour trouver les valeurs optimales d'une telle correction consiste à établir un programme de calcul sur un ordinateur qui, en fonction des différentes valeurs possibles des éléments, établit des centaines de milliers de courbes de réponse en un temps très court ; on choisit la meilleure. Il faut toutefois reconnaître que ce n'est pas là une solution à la portée du technicien moyen.

Si l'on a réussi, par des artifices de correction adéquats, à obtenir une bande passante qui s'approche de la centaine de mégahertz (ce n'est pas tout à fait irréalisable, mais c'est relativement difficile dans l'état actuel — 1969 — de la technique), on peut commencer à retrouver des limitations dues au dispositif lui-même. Il convient alors de retoucher légèrement les corrections pour tenir compte, par exemple, de la réduction de pente du T.E.C. à partir des fréquences très élevées.

Il résulte des considérations ci-dessus que les T.E.C. permettent la réalisation d'excellents amplificateurs vidéo-fréquence toutefois, pour cet usage, leur supériorité sur les transistors bipolaires n'est pas tellement manifeste.

CHAPITRE 7

CIRCUITS DES APPAREILS DE MESURE

Dans ce chapitre, nous envisagerons quelques applications typiques des T.E.C. et des MOST aux cas des appareils de mesure. Il y aurait, évidemment, beaucoup d'autres possibilités que celles que nous décrirons. Nous nous sommes limités aux cas où l'on utilise essentiellement la haute impédance d'entrée des T.E.C.

Nous trouverons donc ces éléments en électrométrie, quand il s'agit de mesurer des différences de potentiel, éventuellement faibles, en ne consommant à la source qui fournit cette différence de potentiel qu'un courant négligeable.

Dans le cas où cette consommation, tout en restant très faible, est cependant moins limitée, nous trouvons la classe des voltmètres électroniques à haute impédance.

Etant donné les possibilités des voltmètres de ce type (ou des montages similaires), nous envisagerons ensuite les montages dans lesquels un simple condensateur peut jouer le rôle d'une *mémoire de tension.*

Enfin, toujours en utilisant la grande valeur d'impédance d'entrée des T.E.C. et MOST, nous verrons comment il est possible d'utiliser ces derniers pour réaliser des détecteurs de proximité, réagissant à l'approche d'une personne ou d'un objet métallique.

1. — Circuits d'électrométrie.

On désigne sous le nom d'électrométrie la technique qui consiste à mesurer une différence de potentiel entre deux points au moyen d'un appareil qui ne perturbe pas cette différence de potentiel, aussi élevée que puisse être la résistance interne du circuit qui alimente ces deux points.

La mesure du pH.

Nous trouverons l'application la plus répandue des mesures d'électrométrie dans les appareils du type pH-mètre, qui mesurent le pH d'une solution. Rappelons que ce nombre, variant d'une valeur très légèrement négative à une autre quelque peu supérieure à quatorze, exprime le logarithme décimal, changé de signe, de la concentration des ions hydrogènes dans une solution, cette concentration étant mesurée en ions-gramme par litre.

En effet, pour une telle mesure, on utilise souvent un couple d'électrodes plongées dans la solution, l'une de ces électrodes étant classiquement l'électrode de référence (dite « au calomel »), alors que l'autre est ce que l'on appelle « l'électrode de verre ». Dans cette dernière, le courant ne peut passer qu'à travers une mince paroi de verre qui, s'il n'est pas un isolant parfait, est un très mauvais conducteur. Une résistance interne de 10^8 et 10^9 Ω pour une telle électrode est une valeur assez classique.

La différence de potentiel que l'on doit mesurer entre ces électrodes est liée au pH par la formule :

$$e = A + 0{,}06\ \text{pH},$$

dans laquelle e désigne la différence de potentiel entre les deux électrodes, A une tension déterminée, fonction du type d'électrode de référence utilisée.

Résistance interne minimale de l'ensemble de mesure.

On voit donc que, pour une variation de pH de une unité, la tension à mesurer varie de 0,06 V, soit 60 mV. Si l'on désire connaître cette valeur de pH avec une précision atteignant le centième d'unité, il faudra donc que l'appareil de mesure, relié à l'électrode de référence et à l'électrode de verre, ne perturbe pas la tension e qu'il est chargé de mesurer de plus de 0,6 mV. En admettant, ce qui est tout de même un cas un peu extrême, que la résistance interne des électrodes (essentiellement celle de l'électrode de verre) atteigne 10^9 Ω, cela signifie que le courant consommé par l'appareil de mesure, pour ne pas altérer e de plus de 0,6 mV ne doit pas consommer un courant supérieur à :

$$6.10^{-4} : 10^9 = 6.10^{-13}\ \text{A}.$$

En réalité, ce qui compte plus que la *consommation* de l'appareil de mesure, c'est la *variation* de cette consommation quand la tension e varie dans toute la plage de mesure (un peu moins de 1 V).

Supposons, en effet, que le montage de mesure ait une consommation de courant de l'ordre de 6.10^{-12} A, mais que cette consommation varie de moins de 10 % quand la tension d'entrée varie d'environ

1 V ; notre montage est alors suffisant pour faire un bon pH-mètre. En effet, même si la résistance interne des électrodes est de 10^9 Ω, le courant consommé (ou fourni) par le montage, soit 6.10^{-12} A, provoque une variation de *e* de l'ordre de 6 mV.

Cela correspond à un écart d'environ 1/10 d'unité de pH, mais, si ce décalage reste constant à 10 % près dans toute la plage de mesure, il suffira de le compenser une fois pour toutes — en considérant que la constante relative à l'électrode de référence est modifiée — pour obtenir une mesure susceptible de nous renseigner sur le pH au centième d'unité près. Encore convient-il de préciser que cette valeur de courant de fuite (consommé ou fourni par l'entrée du montage) de 6.10^{-12} A ne doit pas varier notablement en fonction de la température, dans toute la gamme de températures d'utilisation de l'appareil.

Nous voyons donc que de telles performances sont un peu à la limite des T.E.C. à jonction. Si l'on se contente d'une mesure à 1/10 d'unité de pH près, ce qui est souvent le cas pour un pH-mètre gradué de 0 à 14, nous pourrons admettre alors un courant de fuite d'entrée de 6.10^{-11} A = 60 pA, à condition que ce courant varie de moins de 10 % pour la totalité de la plage de tension et de température rencontrées. Nous retrouvons alors des exigences relativement compatibles avec les T.E.C. à jonction.

Compensation de la fuite de grille d'un T.E.C.

Si l'on veut tirer parti au maximum des possibilités des T.E.C. ; il faut d'abord les utiliser de telle sorte que leur courant de fuite grille varie le moins possible. Pour cela, il est préférable que les potentiels de la source *et du drain* varient à peu près autant que celui de la grille et dans le même sens, lorsque le potentiel de la grille varie.

Le schéma de la figure 7-1 indique une réalisation possible d'un « quasi-électromètre », dans lequel on a essayé de minimiser le courant de fuite grille, dans toute la mesure du possible. Ce montage peut sembler très complexe ; il nécessite quelques explications.

Nous avons indiqué sur le schéma, encadré dans des petits carrés, les potentiels des différents points du montage, exprimés en volts, et référencés par rapport à celui de la masse. Les intensités traversant les différentes résistances, ou les semi-conducteurs, sont indiquées en milliampères à côté de la flèche correspondante. Les valeurs de potentiel sont relatives à une tension d'entrée *e* nulle.

On voit que le T.E.C. T_1 commande le transistor *p-n-p* T_2, le collecteur de ce dernier étant relié à la source de T_1, pour assurer une contre-réaction totale. C'est là un montage bien connu des lecteurs (voir pages 88 et 184).

Ce montage permet déjà de faire en sorte que, lorsque le potentiel de la grille de T_1 varie, celui de la source varie pratiquement autant, et dans le même sens. Il reste à obtenir une variation à peu près égale, et dans le même sens, du potentiel de drain. C'est le rôle du transistor T_3, monté en collecteur commun, dont le potentiel d'émetteur suit exactement celui de la grille de T_1, avec un décalage constant. Précisons que nous avons supposé que T_1 est un T.E.C. dont le courant drain est de 200 μA pour une polarisation grille-source de — 2 V.

Commande du potentiel drain du T.E.C.

Lorsque le potentiel de la grille de T_1 varie, celui de sa source, donc de la base de T_3, varie pratiquement autant. Il en va de même de celui de l'émetteur de T_3, avec le décalage habituel de 0,7 V, caractéristique des transistors au silicium.

Puisque, aux bornes de la diode Zener Z_2, il existe une différence de potentiel presque constante de l'ordre de 7 V, l'anode de cette diode (donc l'émetteur de T_2) a un potentiel qui varie autant que celui de la source de T_1, et dans le même sens. Comme la différence de potentiel émetteur-base de T_2 peut être considérée comme constante, il en va de même du potentiel drain de T_1. Nous avons donc réalisé une variation simultanée, égale et dans le même sens, des potentiels de grille, source et drain de T_1, condition nécessaire pour maintenir constant le courant de fuite grille de ce T.E.C.

On notera, en outre, la présence de la diode Zener Z_1 qui, maintenant une différence de potentiel pratiquement constante aux bornes de R_5, fait fonctionner le transistor T_4 comme dispositif à courant constant, augmentant ainsi l'impédance dynamique entre la source de T_1 et la masse.

Le rôle de Z_3 est de maintenir une différence de potentiel pratiquement constante aux bornes de R_3, ce qui permet d'envoyer par cette résistance, un courant presque constant, assurant au T.E.C. une intensité drain nettement supérieure à celle du courant base de T_2 (quelques microampères).

Diode et résistance de compensation.

Il reste à expliquer le rôle de la diode D_1 et de la résistance R_6. On voit que les potentiomètres T_1 et T_2, aux bornes desquels la diode Zener Z_1 maintient une tension constante, ont les potentiels de leurs deux extrémités (donc, de leurs curseurs), qui varient comme celui de la grille de T_1.

Suivant la position du curseur de P_1, on peut appliquer à la diode D_1 une tension réglable, mais qui demeurera constante quand le potentiel grille de T_1 variera.

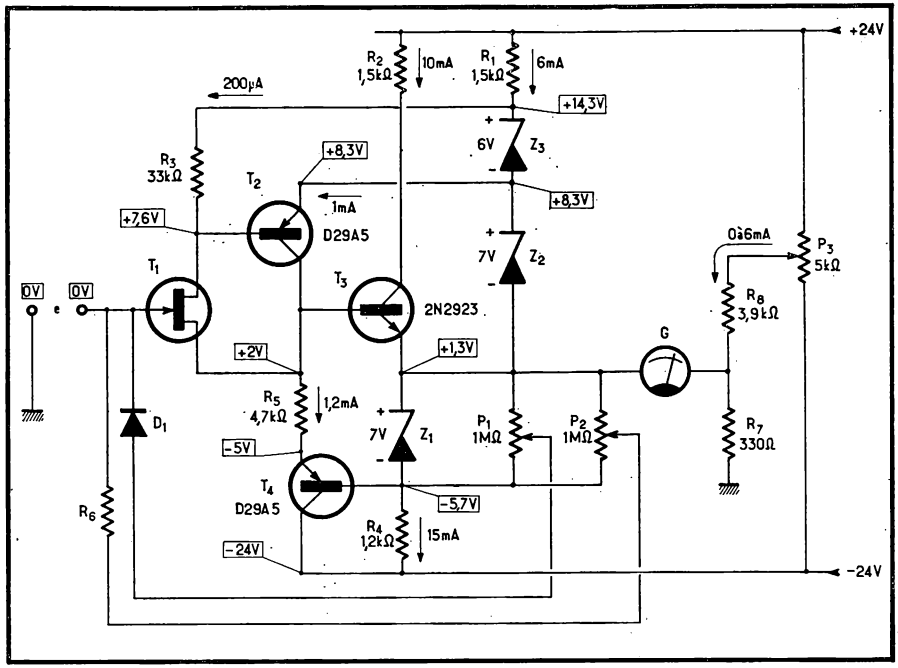


Fig. 7.-1. — Montage de mesure électrométrique à l'aide d'un T.E.C., dans lequel on a réduit le courant grille du T.E.C. par une compensation. L'ensemble de T_1 et de T_2 constitue le circuit déjà rencontré sur la figure 2-9, T_3 est un étage collecteur commun, T_4, un transistor à courant constant. Les potentiels des électrodes (dans des rectangles) correspondent au cas où une tension nulle est appliquée entre masse et grille de T_1, les courants de repos sont indiqués (en milliampères) à côté des flèches. Le transistor T_1 est un modèle 2 N 3966 (**Sescosem**) trié en faible courant grille (ou un T 4 — 2 + E). La diode D_1 doit avoir une fuite aussi voisine que possible du courant de fuite grille de T_1.

De même, le curseur de P_2 permet d'appliquer aux bornes de R_6 une tension ajustable, qui demeurera, elle aussi, constante lors des variations de la tension d'entrée *e*.

Si nous avons choisi une diode D_1 présentant une caractéristique de fuite voisine de celle du T.E.C. T_1, nous pourrons, par réglage de la tension à ses bornes, au moyen du potentiomètre P_1, arriver à faire passer dans cette diode un courant de fuite pratiquement égal à celui du T.E.C. Tout se passe donc comme si ce courant avait été réduit dans une proportion considérable.

Une variation supplémentaire de courant « prélevé » à la grille de T_1 à travers R_6, grâce au potentiomètre P_2, permet d'ajuster encore mieux cette compensation de courant grille.

En principe, cette résistance suffirait : on la choisirait de valeur très élevée, et il suffirait de régler P_2 jusqu'à l'annulation pratique du courant de fuite de T_1. Cette solution ne serait pas bonne, car la fuite de T_1 varie beaucoup avec la température, c'est pourquoi il est

essentiel de compenser cette fuite par un autre courant de fuite, passant, lui aussi, dans une diode bloquée (D_1).

Pour avoir une bonne ressemblance entre les caractéristiques de fuite de T_1 et de D_1, il est possible de constituer D_1 par la jonction grille-source d'un T.E.C., aussi voisin que possible, par ses caractéristiques, de T_1.

Il est évident que le mieux serait de n'avoir qu'une seule compensation de courant grille, assurée exclusivement par la diode D_1. Nous préciserons toutefois que la fuite inverse d'une diode ne varie que relativement peu lorsque l'on change sa tension inverse. C'est la raison pour laquelle, au cas où ce courant inverse ne permettrait pas une compensation parfaite du courant grille de T_1, on a ajouté la correction par P_2 et R_6, cette dernière devant intervenir aussi peu que possible, car elle n'est pas fonction de la température.

La tension de sortie du montage est prélevée entre l'émetteur de T_3 et un point à potentiel fixe, réglable par le potentiomètre P_3, servant de réglage de zéro.

Le montage de la figure 7-1 est passablement compliqué, essentiellement en raison des différents moyens techniques mis en œuvre pour assurer la variation simultanée de potentiel des trois électrodes du T.E.C. Il va de soi que les choses se simplifient beaucoup lorsque l'on peut utiliser un MOST, dans lequel la fuite de grille est pratiquement nulle.

Exemple d'électromètre à MOST.

Le type de MOST le plus intéressant pour une réalisation d'électromètre est celui qui peut fonctionner en régime mixte enrichissement-déplétion, c'est-à-dire avec une polarisation grille nulle, négative ou positive, par rapport à la source. Comme exemple de transistor MOST de ce type, nous citerons le 2 N 3796, qui, pour une polarisation $V_{GS} = 0$, a un courant drain $I_D = 1$ mA et une pente $s = 1$ mA/V.

Comme il s'agit maintenant de réaliser une mesure de tension relativement faible (nous pensons essentiellement à des applications du type pH-mètre), il est important que la tension de sortie de l'adaptateur que nous allons réaliser soit le produit de la tension d'entrée par un coefficient pouvant aller jusqu'à 10.

La figure 7-2 donne un exemple possible de réalisation d'un tel adaptateur. Nous y avons utilisé les mêmes symboles de courants et tensions de repos que dans la figure 7-1.

On voit que le MOST T_1, qui est du type à canal N, est monté en drain commun. Comme nous ne voulions pas utiliser de sources de tension trop élevées dans cette réalisation, une simple résistance entre source et — 6 V n'aurait pu avoir qu'une valeur de 6 kΩ, le

courant de repos de T_1 étant de 1 mA. Avec une pente de 1 mA/V, cela nous aurait donné un gain de l'étage égal à 5/6.

Pour obtenir un gain plus proche de l'unité, nous avons constitué la charge source de T_1 par le transistor T_2, monté en système à courant constant. Le diviseur de tension R_1-R_2 maintient le potentiel de sa base à — 3 V, donc celui de son émetteur à — 3,7 V. Suivant la valeur de la résistance placée entre l'émetteur de T_2 et le — 6 (R_3 + R_4), on ajuste le courant constant de source, donc de drain de T_1. Cet ajustage se fait au moyen de la résistance variable R_4, qui joue le rôle de réglage de zéro. Ce réglage doit être fait de façon telle que le courant drain du MOST T_1 soit exactement celui qui correspond à la polarisation grille-source nulle.

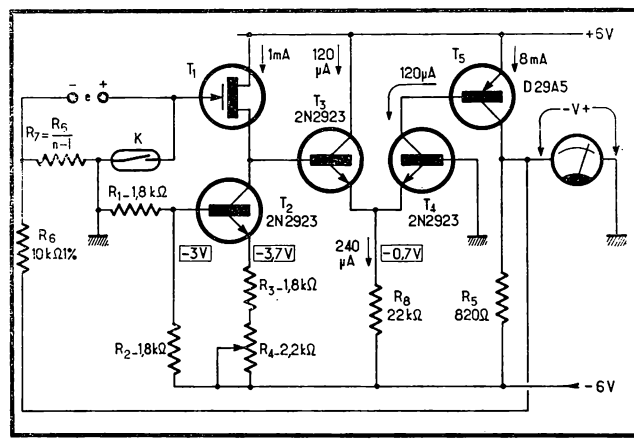


Fig. 7-2. — Montage électromètre pour mesure de pH, utilisant un MOST mixte à déplétion-enrichissement type 2 N 3797 (**Motorola**) (ou un MD 4 — 3). Entre la grille du MOST et le collecteur de T_5, le gain est élevé. On le réduit, entre e et V, par le jeu d'une contre-réaction par R_6 et R_7. Le contact K, du type « ILS » (interrupteur à lames souples), commandé par un aimant, ne doit être ouvert que lorsque l'on est sûr de ne pas mettre en danger la grille du MOST. La résistance R_4 sert au réglage du zéro.

Comme nous l'avons dit plus haut, nous désirions pouvoir amplifier la tension appliquée à la grille de T_1. Une solution relativement commode aurait été l'emploi d'un amplificateur opérationnel, par exemple du type 709 B 4. Nous avons préféré une réalisation en composants discrets, utilisant l'étage symétrique du type L.T.P. T_3 - T_4, couplé directement à la base du *p-n-p* T_5. La chute de tension dans la résistance R_5 doit être égale à 6 V exactement quand la grille du MOST est à la masse. Si elle ne l'est pas, on ajuste la résistance R_4 jusqu'à ce qu'il en soit ainsi.

Gain et contre-réaction.

Le sens des couplages a été choisi de telle sorte que, lorsque le potentiel de grille de T_1 a tendance à s'élever, provoquant donc une augmentation pratiquement égale du potentiel source de T_1, donc du

potentiel base de T_3, le courant de T_3 augmente et celui de T_4 diminue, faisant donc diminuer celui de T_5, donc le potentiel de son collecteur.

Nous avons donc, entre la grille de T_1 et le collecteur de T_5, un gain négatif, dont il est relativement facile de calculer la valeur, celle-ci est voisine de 200.

Nous pouvons donc introduire une contre-réaction entre la sortie (collecteur de T_5) et l'entrée (pôle négatif de la tension *e* à mesurer), cela se faisant par l'intermédiaire du pont de résistances R_6-R_7.

Si la résistance R_7 a une valeur $(n\text{-}1)$ fois plus petite que celle de R_6, le gain global de l'ensemble, entre la tension d'entrée *e* et la tension de sortie V (mesurée par un simple contrôleur classique), sera approximativement égal à *n*, dans la mesure où cette valeur de *n* est notablement inférieure à 200.

Normalement, la valeur de *n* ne doit pas dépasser 10. On peut même envisager une valeur de *n* égale à l'unité, ce qui consiste à supprimer la résistance R_7, en la remplaçant par une « résistance infinie ». Le gain de l'ensemble est alors égal à l'unité.

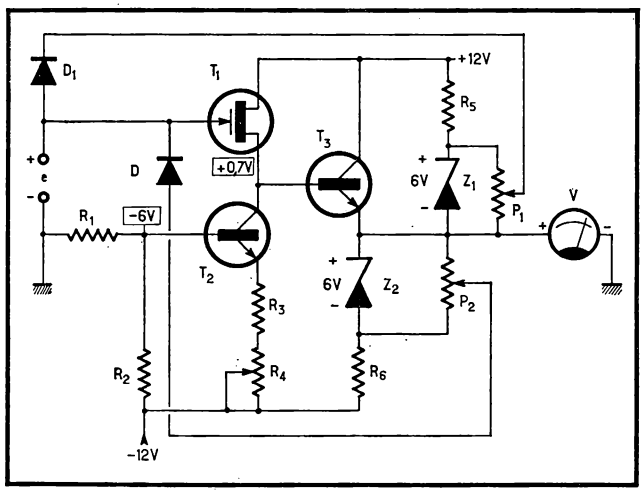


Fig. 7-3. — Méthode permettant de protéger une grille de MOST contre les claquages, au moyen de deux diodes dont la cathode (D_1) et l'anode (D_2) suivent, avec des décalages de potentiel constant, le potentiel de la grille du MOST, tant que celui-ci ne varie pas trop (au-delà d'une certaine variation, les diodes jouent leur rôle d'écrêtage et de protection). Une certaine compensation mutuelle des courants de fuite des deux diodes permet de réaliser cette protection sans trop réduire l'impédance d'entrée du MOST (celui-ci est un type à déplétion-enrichissement, genre 2 N 3797 (**Motorola**).

Protection de la grille du MOST par un contact.

L'interrupteur K que l'on voit entre la grille de T_1 et la masse est un modèle tout à fait particulier, destiné à la protection de la grille de T_1, sans, pour cela, réduire l'impédance d'entrée considérable de ce MOST. Il s'agit d'un interrupteur à lames souples, formé de deux lames magnétiques, scellé dans une ampoule de verre, que l'on commande de l'extérieur par le champ magnétique d'un aimant.

On laissera cet aimant en position jusqu'à ce que l'on soit sûr qu'aucune tension parasite, d'origine électrostatique ou autre, ne puisse mettre en danger le MOST. On profitera de la mise à la masse de la grille de T_1 pour régler la résistance R_4, jusqu'à annulation de la tension de sortie V. L'aimant ne sera écarté de l'interrupteur à lames souples qu'au moment de la mesure, lorsque l'on est sûr que le MOST ne court plus aucun danger.

L'impédance d'entrée du MOST atteint facilement 10^{14} Ω ; Il faut donc que la partie vitale du montage (le MOST, sa connexion de grille et l'interrupteur K), soit située dans une enceinte à l'abri de l'humidité. On utilisera pour cette enceinte un métal non magnétique et les sorties de connexions, seront réalisées avec des perles de verre soudées. L'interrupteur à lames souples sera placé très près d'une des parois, pour que l'on puisse le commander par un aimant extérieur.

Ici, comme toujours dans le cas de l'emploi des MOST, c'est le problème de la protection de ce dernier contre la destruction par une charge éventuelle qui est le plus complexe.

Protection de la grille du MOST par des diodes de « butée ».

Une solution envisageable, ne conduisant pas à une perte trop importante de l'isolement d'entrée, est celle de la figure 7-3, dans laquelle nous supposons qu'un gain égal à l'unité nous suffit.

On reconnaît le MOST à enrichissement-déplétion, analogue à celui de la figure 7-2, ainsi que le transistor à courant constant, T_2, servant de charge de source.

Toutefois, ici, le réglage du courant moyen de drain, par la résistance ajustable R_4, a été fait de telle sorte que le potentiel source de T_1 soit positif de 0,7 V par rapport à celui de la grille.

Cela conduit à réduire le courant de repos du MOST à environ 0,4 mA, ainsi que sa pente, ce qui n'a pas d'importance. Cette disposition a été adoptée pour que ce décalage de 0,7 V compense celui qu'introduit, en sens inverse, le transistor T_3, monté en collecteur commun, exactement comme sur la figure 7-1.

C'est entre cet émetteur et la masse que l'on mesurera la tension de sortie V, pratiquement égale à la tension d'entrée *e*.

Les deux diodes *Z*ener, Z_1 et Z_2, permettent de disposer de deux potentiels dont les variations suivent exactement celles de la grille de T_1, mais en restant à 6 V au-dessus ou au-dessous du potentiel de cette grille.

A l'aide des curseurs des deux potentiomètres P_1 et P_2, on applique des tensions ajustables aux diodes D_1 et D_2. Etant donné la disposition du montage, les différences de potentiels aux bornes de D_1, comme aux bornes de D_2, restent constantes quand la tension d'entrée *e* varie.

Ces diodes ont été choisies soigneusement. Ce sont des modèles à fuite particulièrement réduite (il existe maintenant des diodes dont la fuite inverse est, en valeur typique, de l'ordre de quelques pico-ampères). On aura eu soin, en outre, de les apparier soigneusement en courant de fuite.

Dans ces conditions, il est normal que les courants de fuite de diodes D_1 et D_2 se compensent, si possible pour les mêmes valeurs de tension aux bornes de ces diodes. Toutefois, s'il n'en était pas exactement ainsi, on pourrait ajuster les positions des curseurs de P_1 et de P_2, jusqu'à ce que la compensation soit aussi bonne que possible. Une telle compensation est relativement indépendante de la température, cette dernière agissant de la même façon sur D_1 et D_2.

On pourrait se demander l'intérêt de l'introduction de ces deux diodes, avec les systèmes compliqués pour éliminer entre eux les courants de fuite, que nous venons d'introduire ici. La raison en est la suivante : tant que la tension *e* varie en restant dans l'intervalle $\pm$ 6 V, l'ensemble fonctionne correctement. Si *e* devient inférieure à — 6 V, le transistor T_3 se bloque, et le potentiel de l'anode de D_2 ne peut plus diminuer, il suffit que *e* descende encore un peu plus bas pour que la diode D_2 empêche la grille de T_1 de devenir dangereusement négative. De même, si le potentiel de la grille de T_1 dépasse + 6 V, la tension aux bornes de R_5 s'annule, et le potentiel de l'anode de D_1 cesse de suivre celui de la grille de T_1. Pour une légère augmentation supplémentaire de *e*, la diode D_1 conduit, et protège le MOST.

Avec un choix adéquat, des composants, on arrive ainsi à réaliser une protection qui réduit la fuite d'entrée à moins de 0,5 pA, ce qui est souvent suffisant pour la plupart des pH-mètres.

Il convient enfin de noter que l'on a intérêt, dans un montage comme celui de la figure 7-3, à relier le boîtier du MOST à la sortie (émetteur de T_3). On supprime ainsi la variation de tension entre la connexion grille et le boîtier, réduisant par là même les possibilités de fuite dans le scellement étanche de la connexion de grille, c'est la technique bien connue de l'« anneau de garde ».

2. — Voltmètres électroniques.

Précisons tout d'abord le type de voltmètres électroniques que nous entendons réaliser. Il s'agit essentiellement d'un adaptateur, de gain unité, fonctionnant uniquement pour les tensions d'entrée continues.

On souhaite, évidemment, que l'impédance de sortie soit aussi basse que possible, le courant de fuite à l'entrée étant aussi petit que possible.

Il semblerait que le problème soit analogue à celui de l'électrométrie. Il présente, en effet, de nombreuses analogies avec cette dernière technique, mais il en diffère par les points suivants :

— Un voltmètre électronique doit pouvoir supporter sans inconvénient des fausses manœuvres (erreur de choix de l'échelle lors de la mesure) sans destruction de dispositif ;

— Il doit permettre également des mesures de tensions éventuellement élevées, (par exemple jusqu'à 1 000 V ou plus) ;

— Il doit permettre des mesures de tensions qui peuvent être positives ou négatives ;

— Il est souhaitable qu'il puisse être alimenté par pile, pour permettre un fonctionnement autonome, ce qui implique que sa tension maximale d'alimentation soit relativement réduite (9 à 12 V), et que sa consommation propre soit aussi faible que possible.

Le problème des mesures de tensions négatives.

La nécessité de pouvoir mesurer des tensions positives ou négatives surprend souvent les techniciens n'ayant pas l'habitude des problèmes qui se posent lors de ces mesures. En effet, si l'on considère le voltmètre électronique comme un appareil autonome, au même titre qu'un polymètre, il suffit de choisir convenablement le sens de branchement de la tension à l'entrée pour obtenir toujours une déviation de l'aiguille dans le bon sens.

Il n'en va plus de même quand le voltmètre en question, même autonome, doit avoir une impédance d'entrée considérable.

Il est évidemment nécessaire de connecter l'entrée du voltmètre à la tension à mesurer. Dans le cas d'une impédance très élevée à l'entrée du voltmètre, et d'une résistance interne très grande de la source à mesurer, il ne saurait être question de réaliser cette connexion par deux cordons, simplement isolés, ainsi qu'on le fait lors de l'emploi d'un polymètre. En effet, tous les champs électriques parasites extérieurs, et, en particulier, les champs alternatifs produits par les conducteurs du secteur d'alimentation électrique, provoqueraient des perturbations de la mesure.

Il peut y avoir une capacité non négligeable entre un des cordons et un fil du secteur, par exemple. Evidemment, à 50 Hz, l'impédance de ce condensateur parasite est toujours infinie par rapport aux résistances usuelles d'un polymètre, ce qui fait que l'utilisation des cordons avec ce dernier ne présente aucun inconvénient.

En revanche, avec une impédance d'entrée de 10^9 Ω, il n'en va plus de même : on constaterait, dans les cas les moins graves, la présence d'une composante alternative à 50 Hz dans la tension de

sortie de l'adaptateur, faisant vibrer l'aiguille. La perturbation peut être encore beaucoup plus grave si l'amplitude de cette composante est suffisante pour provoquer à l'entrée de l'adaptateur, des détections parasites faussant la composante continue que l'on veut mesurer.

Le voltmètre électronique à haute impédance sera donc toujours muni d'un câble coaxial pour le relier au point de mesure. Ce câble se terminera généralement par une « pointe de touche » blindée.

On voit donc qu'il y a lieu d'établir une distinction profonde entre la « masse » du voltmètre électronique (désigné par la suite par les initiales V.E.) et l'autre fil, qui sera généralement l'âme du coaxial, débouchant à l'extrémité de la pointe de touche blindée. Le

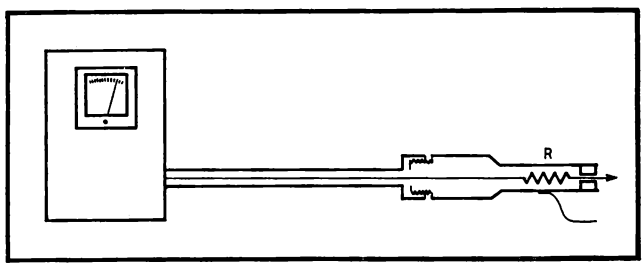


Fig. 7-4. — Dans l'utilisation d'un voltmètre électronique, on doit employer une pointe de touche blindée, reliée à la masse du voltmètre par le coaxial, dont on relie la masse à celle de l'appareil sur lequel doivent porter les mesures. La résistance R, en série dans le fil relié à l'entrée du voltmètre, limite l'influence de la capacité parasite du coaxial et de l'entrée du voltmètre électronique sur le montage étudié.

plus souvent, d'ailleurs, on place en série sur ce second fil, presque à l'extrémité de la pointe de touche, une résistance d'assez forte valeur, R, ainsi que le représente la figure 7-4.

Le but de cette résistance est de constituer, avec la capacité d'entrée du V.E. (augmentée de la capacité du câble coaxial de liaison), un filtre passe-bas destiné à éliminer, ou, tout au moins, à réduire fortement la composante alternative éventuelle présente au point où l'on désire mesurer le potentiel. En outre, cette résistance permet de perturber le moins possible la source que l'on veut étudier, en évitant de la connecter à la masse par la capacité totale dont nous venons de parler. S'il s'agit de mesurer la tension moyenne d'un point du montage où se trouve une forte composante haute fréquence, cette dernière sera amortie simplement par la résistance R, ce qui ne la perturbera pas beaucoup.

L'interconnexion des masses.

Comme toujours, quand on parle de potentiel, il faut préciser par rapport à quoi on le mesure. Le plus souvent, le potentiel de référence

est celui de la masse de l'appareil étudié, ou celui d'un des points de son alimentation continue.

Supposons donc que nous ne disposions que d'un V.E. capable de mesurer exclusivement les tensions positives (rendant l'âme du coaxial positive par rapport à la gaine), et que nous voulions mesurer le potentiel d'un point qui est négatif par rapport au châssis d'un appareil. Il serait tout à fait contre-indiqué de relier l'extrémité de la pointe de touche du V.E. à la masse de l'appareil, en connectant la « masse » du V.E. au point à potentiel négatif à mesurer. On retrouverait alors, tout au moins partiellement, les perturbations par les champs électriques extérieurs que nous avons signalées plus haut. En effet, ces champs pourraient agir de façon très différente sur la masse de l'appareil étudié et sur celle du V.E.

Performances souhaitées.

En ce qui concerne les tensions, il nous semble relativement inutile de descendre en dessous de 0,3 V pour la déviation totale, les mesures de tensions plus basses relevant de l'emploi du millivoltmètre, ou de l'utilisation des choppers dont nous avons déjà parlé plus haut.

Notre V.E. va essentiellement se composer du sempiternel montage T.E.C. + *p-n-p* (celui de la figure 2-7), répété éventuellement deux fois, pour obtenir un montage symétrique.

Nous ne pouvons toutefois pas encore nous lancer dans le schéma détaillé de l'appareil. Il convient de préciser tout d'abord quelles seront ses possibilités intrinsèques, en ce qui concerne la plus grande tension que l'on puisse admettre directement sur son entrée ; pour les tensions plus élevées nous ferons appel à un diviseur de tension.

Il nous semble que le meilleur choix possible des échelles pour un appareil de mesure soit l'échelonnement 1, 3, 10, 30, 100... En effet, dans de telles conditions, on arrive à de bonnes mesures sans utiliser trop d'échelles. Ainsi avec deux graduations sur le galvanomètre, nous pouvons mesurer des tensions en n'ayant jamais à faire autre chose, lors de la lecture, qu'une multiplication de la valeur lue sur l'échelle adéquate, par une puissance de 10. Cette condition nous semble fondamentale pour l'utilisation commode d'un appareil de mesure : les échelles correspondant, pour la déviation totale, à 2 ou 5 et nécessitant une division ou une multiplication par 2 et une puissance de 10 de l'indication lue, nous semblent à prohiber formellement.

La plupart des galvanomètres usuels, dans la gamme des 100 μA à 500 μA, ont, en général, une résistance interne suffisamment faible pour dévier, à fond d'échelle, pour moins de 0,3 V à leurs bornes. Notre première échelle sera donc de 0,3 V.

L'artifice du rapport $\sqrt{1\,000}$.

Il y aura, bien entendu, une échelle de 1 V. On pourrait penser que cela est suffisant, et que l'on réalisera les autres lectures grâce à des diviseurs de tension extérieurs, de rapport 10, 100 et 1 000.

Mais il est possible de simplifier encore les choses, en permettant à notre V.E. d'avoir une échelle en lecture directe de 3 V, sous réserve de l'emploi d'une certaine disposition des graduations que nous allons expliquer et justifier.

Il peut sembler très simple (et beaucoup de constructeurs le font) de faire en sorte que le 30 de l'échelle graduée de 0 à 30, coïncide exactement avec le 100 de l'échelle graduée de 0 à 100. On simplifie bien des problèmes en faisant en sorte que le 30 de l'échelle 30 se trouve en face de la graduation qui correspond à 95 de l'échelle graduée de 0 à 100. En effet, on peut montrer que, dans ces conditions, l'échelle 100 se termine en face d'une valeur, sur l'échelle 0 - 30, qui, si elle était indiquée exactement, serait de 31,6, c'est-à-dire la racine carrée de 1 000. On prolonge alors l'échelle 30 jusqu'à 31, éventuellement jusqu'à 32, cette dernière graduation représentant une déviation de l'aiguille du galvanomètre un peu plus grande que celle qui lui est nécessaire pour arriver sur la graduation 100 de l'échelle graduée de 0 à 100.

Bien entendu, dans la dénomination des différentes sensibilités, nous ne parlerons pas d'une échelle de « 3,16 V ». Nous dirons simplement « échelle 3 V ». Le fait que la graduation aille un peu plus loin que 3 (ou 30) ne gêne en rien la reconnaissance de l'échelle utilisée.

Venons-en maintenant à la justification de ce choix. Si nous plaçons à l'entrée du V.E. un diviseur de tension à résistances, dont le rapport soit de 31,6, lorsque nous appliquerons à ce diviseur une tension de 10 V, la tension réduite appliquée au V.E. sera de 0,316 V. L'aiguille du galvanomètre ira donc en face de la position qui correspond à 0,316 V, c'est-à-dire sur la division 100 de l'échelle graduée de 0 à 100. La lecture de l'échelle 10 V sera donc directe (à une division par 10 près).

Ainsi, grâce à une graduation adéquate du galvanomètre, nous nous contenterons de trois sensibilités intrinsèques du V.E.

— Echelle de 0 à 0,316 V (appelée échelle 0,3 V) ;

— Echelle de 0 à 1 V ;

— Echelle de 0 à 3,16 V (appelée échelle 3 V).

Avec un atténuateur à résistances, par exemple, placé à l'entrée du V.E., et de rapport 31,6, ces trois échelles deviennent respectivement :

— Echelle de 0 à 10 V ;
— Echelle de 0 à 31,6 V (appelée échelle 30 V) ;
— Echelle 0 à 100 V.

Si nous voulons des gammes supérieures, nous prévoirons, pour notre atténuateur, deux prises : une correspondant à l'atténuation 31,6, dont nous avons déjà parlée, l'autre correspondant à l'atténuation de rapport 1 000, ce qui nous donnera les échelles :

— Echelle de 0 à 316 V (appelée échelle 300 V) ;
— Echelle de 0 à 1 000 V ;
— Echelle de 0 à 3 160 V (appelée échelle 3 000 V).

Choix des T.E.C. et du montage.

Le problème qui se pose maintenant est le choix du T.E.C. ou des deux T.E.C. appariés si l'on désire réaliser un montage symétrique. Evidemment, nous choisirons un modèle dont le courant de fuite soit aussi faible que possible. Il sera, d'autre part, important de choisir un type dans lequel le V_p est petit (moins de 2 V si possible), pour limiter la valeur maximale de la tension d'alimentation.

En effet, dans le montage de la figure 2-7, et surtout dans sa version améliorée, correspondant à la figure 2-9, nous voyons que, pour une tension d'entrée variant de 0 à a, la tension d'alimentation doit être supérieure à :

$$a + V_p + 0{,}7 + u.$$

La valeur indiquée ci-dessus se justifie comme suit : nous avons vu, au début de ce livre, qu'un T.E.C. doit toujours avoir une tension au moins égale à V_p entre son drain et sa grille, pour qu'il fonctionne dans les zones de non saturation. Si la grille est au potentiel $+ a$, le drain doit donc être au potentiel $a + V_p$. L'émetteur du transistor *p-n-p* sera donc au potentiel : $a + V_p + 0{,}7$, ce qui implique que la tension d'alimentation soit au moins égale à : $a + V_p + 0{,}7 + u$, u désignant la tension aux bornes de la diode Zener placée en série dans l'émetteur du *p-n-p*.

En réalité, nous nous contenterons, à la place de la diode Zener, de deux diodes au silicium en sens direct, ce qui équivaut à peu près à une diode Zener dont la tension u serait de l'ordre de 1,4 V. La tension d'alimentation doit donc être au moins égale à : $a + V_p + 2{,}1$.

Si nous désirons que a puisse atteindre la valeur 3 V, avec une valeur V_p de 2 V, cela représente un peu plus de 7,1 V. Dans ces conditions, avec une pile de 9 V, le V.E. fonctionnera toujours correctement lorsque la tension de la pile sera tombée à 7,5 V, ce qui ne se produit que lorsque la pile est près de sa limite d'utilisation possible.

La figure 7-5 représente l'organisation générale, très simplifiée, du V.E. Les deux carrés, repérés par (1) et (2), symbolisent chacun

un montage du type de celui de la figure 2-9. Les résistances R_1 et R_2 sont les résistances de charge collecteur des transistors *p-n-p* de ces montages. G_1 et G_2 représentent les grilles des deux T.E.C. La tension d'entrée, *e*, est appliquée entre ces deux grilles, la tension de sortie, V, apparaît entre les points A et B ; elle est mesurée par l'ensemble du galvanomètre G et de la résistance R_3, constituant un voltmètre.

Choix du potentiel de repos des grilles.

Telle qu'elle est représentée sur la figure 7-5, cette structure est incomplète. En effet, si l'on a bien appliqué une tension *e* entre les grilles G_1 et G_2, rendant G_1 positive par rapport à G_2, on n'a nullement fixé le potentiel commun de ces deux grilles. En principe, l'ensemble se comportant en amplificateur différentiel, la présence d'une tension « commune » sur ces deux grilles ne perturbe pas le fonctionnement.

En réalité, il faut que cette tension commune soit choisie aussi basse que possible, par rapport au pôle négatif de la pile d'alimentation P, pour que la tension d'entrée *e* puisse augmenter autant que

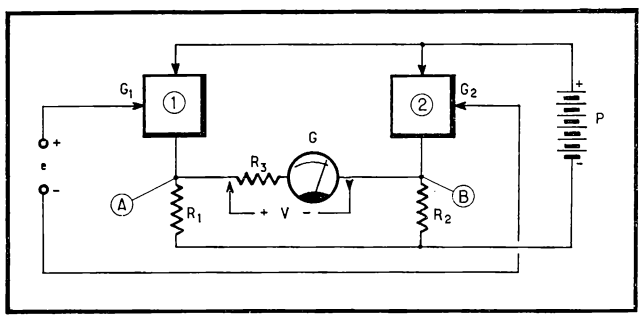


Fig. 7-5. — Organisation simplifiée du voltmètre électronique. Les carrés (1) et (2) sont deux étages abaisseurs d'impédance, analogues à celui de la figure 2-9. La tension e se retrouve entre (A) et (B) et on la mesure par un simple voltmètre à cadre (galvanomètre G + résistance R_3).

possible sans que le gain V/e s'écarte de l'unité, c'est-à-dire sans qu'un transistor ou qu'un T.E.C. arrive à saturation ou au blocage.

En outre, il manque quelque chose au schéma simplifié de la figure 7-5 : le réglage de zéro. Si soigneusement appariés que soient les T.E.C. des ensembles 1 et 2, il sera pratiquement toujours nécessaire d'appliquer à l'entrée une petite tension e_0, positive ou négative, pour que la tension de sortie V soit rigoureusement nulle. Il faudra donc prévoir que cette tension e_0 (ou, plus exactement, une tension ajustable de part et d'autre de e_0), soit placée en série avec la tension à mesurer *e*, pour que la tension de sortie V soit nulle quand la tension d'entrée *e* l'est également.

On arrive donc à l'organisation générale indiquée par la figure 7-6. Le diviseur de tension à résistances R_4-R_5-R_6 permet d'appliquer à la grille G_2 un potentiel très légèrement positif (en général + 0,2 V) par rapport au point H, c'est-à-dire par rapport au pôle négatif de la

pile. Les résistances R_6 et R_5 sont égales, ce qui signifie que le point F est à un potentiel positif par rapport au point D d'environ 0,2 V.

Nous avons donc fixé le potentiel de la grille G_2 à environ + 0,2 V ; le potentiel du point J pouvant varier, suivant la position du curseur de P_1, de ± 0,2 V environ par rapport à celui du point D. C'est la différence de potentiel entre les points J et D qui constitue la tension de correction de zéro, e_0, que nous avions évoquée plus haut.

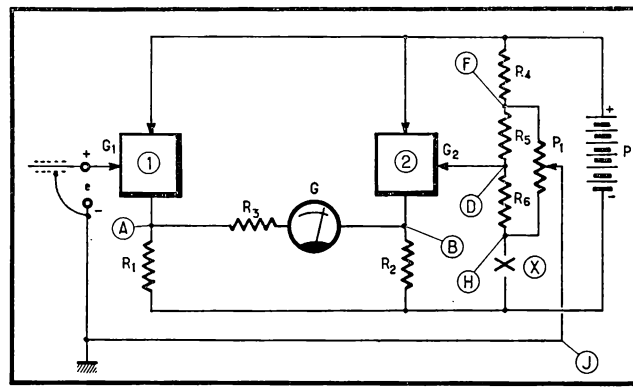


Fig. 7-6. — A partir de l'organisation de la figure 7-5, il faut ajouter un moyen de fixer le potentiel moyen de repos des entrées G_1 et G_2 des abaisseurs d'impédance (1) et (2), en décalant éventuellement un des potentiels de repos par rapport à l'autre (par le potentiomètre P_1 qui sert de réglage de zéro). Ces potentiels doivent être très proches de celui du pôle négatif de la pile P, si l'on désire rendre la grille G_1 positive. Mais, dans le cas de mesure de tensions rendant cette grille négative, il faut mettre en X une résistance, diminuer la valeur de R_4, ce qui remonte les valeurs moyennes de repos des potentiels de G_1 et de G_2.

Comme on ne pouvait prévoir a priori le sens de cette tension e_0, il était nécessaire de pouvoir disposer d'une tension de correction V_J — V_D positive ou négative, ce qui impliquait de porter, au repos, la grille G_2 à + 0,2 V, soit à peu près la même valeur pour la grille G_1, ce qui limite un tout petit peu l'excursion maximale de tension *e* positive. En nous imposant une valeur minimale de tension d'alimentation égale à 7,7 V, toujours avec des T.E.C. ayant moins de 2 V de V_p, nous aurons ainsi la possibilité d'utiliser l'adaptateur jusqu'à une tension positive *e* de 3,2 V environ.

Commutation pour la mesure des tensions négatives.

Il reste à voir comment nous mesurerons les tensions négatives, c'est-à-dire celles qui rendent la grille de G_1 (connexion d'entrée du V.E. reliée à l'âme du coaxial) négative par rapport au point J, constituant la « masse » du V.E., reliée à la tresse du coaxial, et à la masse de la pointe de touche blindée.

Pour cela, il suffira d'interposer au point marqué d'une croix sur la figure 7-6, entre l'extrémité inférieure de R_6 et le pôle négatif de la pile d'alimentation, une résistance de valeur adéquate R_0, en diminuant également de R_0 la valeur de R_4. On aura ainsi déplacé vers les potentiels positifs, simultanément, le potentiel du point D et celui du point J, donc celui de G_1 au repos. Il y aura un déplacement pratiquement égal, vers les potentiels positifs, des points A et B.

Si ce décalage général a une valeur d'environ 3 V, il sera maintenant possible de donner à *e* une valeur négative d'un peu plus de 3 V sans qu'un transistor ou un T.E.C. se bloque ou n'arrive à saturation. Le changement de régime, interposant la résistance R_0, et réduisant la résistance R_4, se fera par le commutateur de fonction du V.E. La figure 7-7 indique le détail de réalisation du V.E., sans toutefois y faire figurer l'atténuateur d'entrée ni la commutation d'échelle, cette dernière agissant simultanément sur la résistance R_3 et sur l'atténuateur.

Fonctions du V.E.

La commutation, relativement complexe, qui est indiquée sur le schéma, correspondant à un commutateur à cinq circuits et quatre positions (de K_1 à K_5), correspond aux fonctions suivantes :

— Position 1 : le circuit de la pile est interrompu, et le galvanomètre est court-circuité (par K_5), pour l'amortir davantage pendant le transport ;

— Position 2 : la pile P débite sur une résistance R_9, correspondant à la consommation normale de l'ensemble adaptateur du V.E., et le galvanomètre est utilisé pour vérifier l'état de cette pile, à travers la résistance R_{10} et la diode D_3, cette vérification étant faite en charge.

— Position 3 : le circuit adaptateur est alimenté, la résistance R_8 (que nous avions appelée R_0) est court-circuitée, la résistance qui correspond à R_4 est formée de la somme $R_4 + R_7$. C'est la position de mesure « positive », pour laquelle le point G doit être positif de 0 à 3,2 V max. par rapport au point M.

— Position 4 : la résistance située entre le + de la pile et R_5 se trouve réduite, R_7 étant court-circuitée par le commutateur K_1. En revanche R_8 est décourcircuitée par K_2. C'est la position mesures « négatives ».

Détails du schéma.

Le schéma tel qu'il est indiqué n'offre aucune particularité délicate. Il reste simplement à expliquer la fonction de certains éléments. Les diodes D_1 et D_2 servent, comme nous l'avons déjà dit, à remplacer la diode Zener Z de la figure 2-9. Comme le courant total de T_2 et T_3,

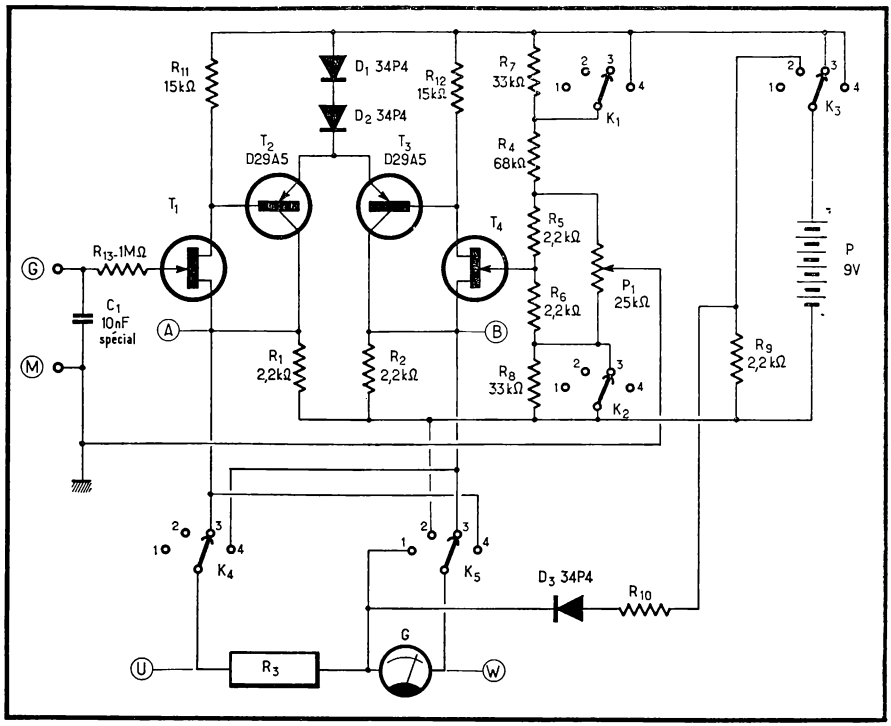


Fig 7-7. — Schéma complet de la partie abaisseur d'impédance du voltmètre électronique à T.E.C. Le commutateur K est le contacteur de fonction : en position 1 il coupe l'alimentation et court-circuite le galvanomètre, en position 2, il met la pile en débit sur R_9 et utilise le galvanomètre pour tester la pile en charge. En position 3 il met l'ensemble en position « mesure de tensions positives », en position 4, le tout est prêt pour les mesures de tensions négatives. La tension maximale entre G et M est de ± 3,5 V. La résistance R_3 sera commutée par la section S_B du commutateur de sensibilité qui apparaît sur la figure suivante.

pendant une mesure, reste à peu près constant, la chute de tension dans ces diodes le reste également. (Elle varierait d'ailleurs peu si l'intensité totale qui les traverse variait de quelques milliampères.)

La résistance R_9 sert à faire débiter la pile P pendant qu'on en vérifie la tension. Il faut, en effet, connaître la tension de cette pile lorsqu'elle débite le courant normal qu'elle aura à fournir au montage adaptateur (de 3 à 5 mA suivant qu'il s'agit de mesures positives ou négatives).

La diode D_3 sert à envoyer au pôle positif du galvanomètre le courant qui vient du pôle positif de la pile à travers la résistance R_{10} ; elle se trouvera bloquée en fonctionnement normal, car la résistance R_9, n'étant plus parcourue par aucun courant, n'aura plus de tension à ses bornes. L'anode de D_3 sera donc au potentiel du pôle négatif de P, alors que sa cathode est plus ou moins positive par rapport à ce potentiel.

La résistance R_{13} sert à éviter la surcharge du T.E.C. en cas d'erreur sur l'échelle de mesure.

Le condensateur C_1, qui doit présenter un excellent isolement (Mylar ou polycarbonate), sert à éviter une dérive trop rapide de l'aiguille lorsqu'on laisse l'entrée du V.E. « en l'air », ce qui peut n'être jamais le cas, comme nous le verrons plus loin.

En effet, il y a un léger courant de fuite dans la grille de T_1, courant qui tend à « sortir » (en considérant le sens usuel du courant) par le point G. Ce courant est évidemment très faible, nous avons soigneusement choisi le T.E.C. T_1 en conséquence, il serait tout à fait classique de rencontrer des valeurs de 30, 20 ou même 10 pA. Si ce courant n'avait aucune issue vers le point M, il porterait rapidement la grille de T_1 à un potentiel aussi positif que possible, rendant fortement positif le point A. Il en résulterait une forte déviation du galvanomètre, surtout si ce dernier est en série avec une résistance R_3 correspondant à une sensibilité de 0,316 V pour la déviation totale.

Avec le condensateur C_1, cette dérive de l'aiguille est très lente. Un courant de 30 pA, chargeant un condensateur de 10 nF, fait varier la différence de potentiel à ses bornes d'environ 3 mV/s. Pour une durée limitée, cela ne nous gênera donc nullement.

Le rôle des circuits K_4 et K_5 est de permuter le sens de branchement de G, dans le cas où (position 4) on désire mesurer une tension rendant le point G négatif par rapport au point M.

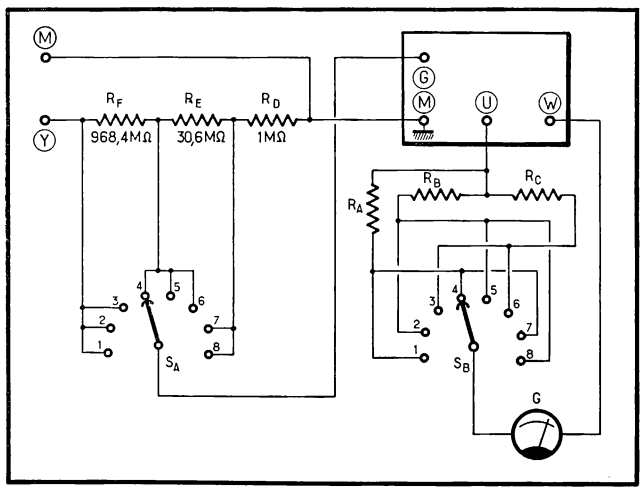


Fig. 7-8. — Commutation de sensibilité associée au montage précédent, pour réaliser une gamme de sensibilités allant de 0,3 V à 1 000 V, grâce au diviseur de tension R_F, R_E, R_D qui atténue la tension à mesurer dans le rapport 1 (positions 1, 2 et 3) ou 31,6 (positions 4, 5 et 6) ou 1 000 (positions 7 et 8).

La résistance R_{10} est choisie en fonction de la sensibilité du galvanomètre (une valeur conseillée pour cette dernière est 100 μA, la valeur 200 μA étant également possible), pour que, quand le

contacteur K est en position 2, le galvanomètre dévie, par exemple, jusqu'à mi-course, pour la valeur minimale acceptable de tension d'alimentation. On trace, à mi-course du galvanomètre, un trait rouge correspondant au tarage de la pile.

Commutation de gammes.

Pour compléter cet ensemble, et en faire un voltmètre électronique complet, il reste à réaliser le diviseur de tension, le commutateur qui choisit les prises sur ce diviseur et commute, en même temps, les valeurs de R_3. Une solution possible est celle que représente la figure 7-8.

Sur cette figure, le rectangle représente le montage adaptateur de la figure 7-7, avec les mêmes lettres repères. Le commutateur de sensibilité a deux sections, S_A et S_B, la première utilisée pour le diviseur de tension, la seconde pour la commutation de la résistance qui correspond à R_3 sur la figure 7-7.

La résistance R_A est celle que l'on doit ajouter à la résistance interne du galvanomètre G pour que ce dernier dévie à fond pour une différence de potentiel de 0,316 V entre les points U et W. La résistance R_B, ajoutée à la résistance interne de G, fait que ce dernier dévie à fond pour 1 V entre les points U et W. En ce qui concerne R_C, elle donnera à l'ensemble $R_C + G$, une sensibilité de déviation de 3,16 V à pleine échelle.

Pour les positions 1, 2 et 3 du commutateur de sensibilité S, la tension d'entrée est directement appliquée entre M et G. Les trois premières sensibilités sont donc :

— 0,316 V (nous dirons 0,3) pour la position 1,
— 1 V pour la position 2,
— 3,16 V (nous dirons 3 V) pour la position 3.

Pour les positions 4, 5 et 6 du commutateur S, l'atténuation apportée par les résistances R_F et $R_E + R_D$ d'autre part, est de 31,6 ($=\sqrt{1\,000}$). Sur la position 4, la déviation totale correspond donc à :

$$0{,}316 \times 31{,}6 = 10, \text{ soit une échelle de } 10 \text{ V.}$$

La position 5 correspond à une déviation totale pour 31,6 V (nous l'appellerons « échelle 30 V ») ;

La position 6 correspond à une déviation totale pour 100 V à l'entrée de l'atténuateur.

Les deux positions 7 et 8 du commutateur de sensibilité S correspondent à une atténuation de 1 000, soit à une échelle de 316 V (nous dirons « échelle 300 V ») en 7 et 1 000 V en 8. Nous nous sommes limité à cette dernière valeur, une échelle de 3 000 V aurait, en effet, nécessité des précautions d'isolement assez délicates.

Technologie du diviseur de tension.

Il reste quelques mots à dire sur la réalisation du diviseur et certains points de technologie.

La résistance R_F est la plus importante, il serait difficile de trouver une résistance toute faite, ayant cette valeur saugrenue de 968,2 MΩ, et capable de supporter une tension de près de 1 000 V sans changer de valeur. En plus, une telle résistance risque d'être très coûteuse. Contrairement à l'opinion généralement admise, il est parfaitement possible de réaliser une bonne résistance de ce type, en mettant en série des résistances classiques, du type aggloméré de 22 MΩ ± 10 %, en général du modèle 0,5 W à fils axiaux. Mais, pour arriver à ce résultat dans des conditions satisfaisantes, il est *fondamental* de ne soumettre ces résistances à aucun « choc thermique ».

Il faut, en principe, 44 résistances de ce type pour totaliser une valeur voisine de 968 MΩ. En réalité, un essai préalable montrera combien de résistances sont véritablement nécessaires pour approcher, par défaut, cette valeur, le complément éventuel se faisant au moyen de résistances plus faibles.

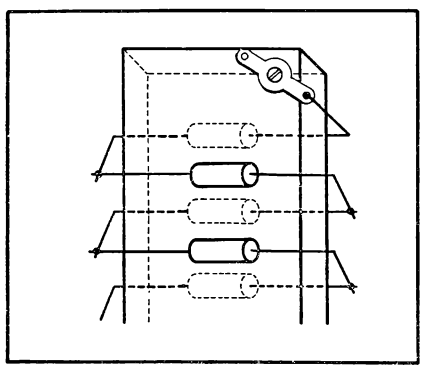


Fig. 7-9. — Détails de l'« enroulement » des résistances de 22 MΩ qui vont constituer la résistance R_F de 968 MΩ pour le diviseur de la figure 7-8.

Les résistances en question seront disposées suivant une sorte d'enroulement en spirale, alternativement au-dessus et en dessous d'une plaque de bon isolant (plexiglas ou téflon). On prendra la précaution d'étamer au préalable les endroits qui devront être soudés entre eux, cet étamage étant fait en interposant une large pince plate entre le point à étamer et le corps de la résistance, pour éviter à celle-ci tout choc thermique.

On pliera, pour chaque résistance, une des connexions à 90° avec un gabarit sommaire, pour que le corps de la résistance soit placé bien au milieu de la bande d'isolant. Ce dernier devra avoir une largeur de 45 à 55 mm et une épaisseur de 2 à 4 mm. La première

résistance sera fixée à une cosse à souder, fixée elle-même sur l'isolant. Les résistances suivantes seront soudées, alternativement, d'un côté et de l'autre de la plaque, comme le montre la figure 7-9, pratiquement au contact les unes des autres par leurs parties cylindriques isolées, constituant cette sorte de spirale dont nous avons parlée plus haut.

Si le tout a été fait avec un soin suffisant, le montage est très rapide, et l'on arrive à obtenir cette résistance R_F très facilement, avec une précision et une stabilité qui surprendront. Rien n'interdit d'ailleurs, en supposant qu'il doit y avoir une dérive ultérieure de ces résistances, de prévoir une retouche du diviseur, en jouant, par exemple, sur la résistance R_E ou sur la résistance R_D. Un dernier point à signaler est l'existence du commutateur I, qui est un interrupteur à lames souples, normalement maintenu en position fermée par un aimant.

En effet, sur les trois premières échelles du V.E., les sensibilités sont de 0,3, 1 et 3 V pour la déviation à pleine échelle ; mais il serait intéressant de pouvoir, dans certains cas spéciaux, profiter pleinement de la qualité du T.E.C. d'entrée. Quand l'interrupteur I est fermé, l'entrée du V.E. se trouve shuntée par la totalité de la résistance du diviseur, ce qui représente 10^9 Ω. Cela peut être un avantage. Avec un courant de fuite grille de 20 pA, par exemple, ce courant ne produira, dans une telle résistance, qu'une chute de tension de 0,02 V ; il n'y aura pas de dérive notable de l'aiguille, même sur l'échelle de sensibilité maximale.

En revanche, on peut souhaiter, dans certains cas, augmenter au-delà de 10^9 Ω la résistance d'entrée du V.E., pour les mesures ne dépassant pas 3 V. Il suffit alors d'ouvrir l'interrupteur I, ce qui interdit évidemment l'utilisation des échelles 4, 5, etc..., 8 et introduit l'inconvénient de la dérive lente dont nous avons parlée plus haut, mais permet, pour certaines applications, une impédance d'entrée du V.E. encore plus grande.

La réalisation d'un tel appareil est relativement facile, les services qu'il rend lors de son emploi sont tellement importants que cela vaut nettement la peine d'en entreprendre la construction.

Il peut, bien sûr, y avoir d'autres modèles de V.E. à T.E.C. Nous nous sommes volontairement limité à un type unique pour en décrire aussi complètement que possible la réalisation, avec les problèmes inhérents à cette dernière.

3. — Mémoire analogique.

Le terme de « mémoire analogique » peut sembler un peu rébarbatif. En réalité, il s'agit simplement d'une application particulière

des V.E., et, d'une façon plus générale, de la haute impédance d'entrée des T.E.C.

Lecture de la tension aux bornes d'un condensateur.

Supposons que, par exemple, dans le V.E. de la figure 7-8 nous ayons placé un condensateur de 1 μF entre les points M et Y. Nous verrions alors notre voltmètre conserver la « mémoire » de la tension qu'il vient de mesurer. La constante de temps correspondant à la résistance totale du diviseur et à une capacité de 1 μF est, en effet, de 1 000 secondes. Cela signifie que, en 10 secondes, l'indication variera de moins de 1 %, une fois que l'on a cessé de relier la pointe de touche du V.E. à la tension à mesurer.

Il y a de nombreux cas dans lesquels on souhaite mesurer la valeur de tension aux bornes d'un condensateur, et cela en le déchargeant aussi peu que possible. On utilisera, par exemple, le schéma de la figure 7-10.

Nous y retrouvons (encore !) l'association d'un T.E.C. et d'un *p-n-p,* ainsi qu'un transistor T_3, monté en collecteur commun, pour régler le zéro et compenser le décalage de tension dû à la polarisation grille-source de T_1.

Cette compensation pourrait d'ailleurs se faire directement à partir du curseur de P, relié tout simplement au pôle négatif du voltmètre de sortie V, mais l'emploi de T_3 permet d'obtenir de meilleurs résultats du point de vue de la résistance artificiellement introduite en série avec V, la résistance entre l'émetteur de T_3 et la masse étant très faible, en raison du montage de T_3 en collecteur commun, et ce sans consommation excessive.

Si nous appliquons une tension *e* au condensateur C, après avoir fermé l'interrupteur K, lorsque nous rouvrirons K, le voltmètre V nous gardera la « mémoire » de la valeur de *e*. Cela sera plus net qu'en mettant simplement 1 μF entre les points M et Y du V.E. de la figure 7-8, car nous bénéficions ici de l'impédance maximale d'entrée du T.E.C. T_1, sans avoir de fuites dans un diviseur de tension.

Avec C = 0,1 μF et un courant de fuite grille de 30 pA, la dérive de la tension aux bornes de C (due à la fuite de grille de T_1) est de l'ordre de 0,3 mV/s, soit environ une heure pour totaliser 1 V.

Quel est l'intérêt d'un tel montage ? Il servira essentiellement pour « échantillonner » une tension à un moment donné. En effet, on peut charger assez vite le condensateur C à la tension dont on désire garder la valeur en mémoire. Pour un condensateur de 0,1 μF, si la source *e* a une résistance interne de moins de 10 kΩ, il suffira de fermer le contact K pendant moins de 5 ms pour que la tension aux bornes de C soit égale à la force électromotrice de la source *e* à moins de 1 % près.

Mémoire de tension crête d'une impulsion.

Le cas qui se présente assez fréquemment est la lecture de la valeur de crête d'une tension, par exemple de la tension crête d'une impulsion. Le contact K de la figure 7-10 est alors remplacé par une diode, permettant à la tension E de charger C à une valeur fonction du maximum de E. Il faut, bien entendu, que cette diode ait beaucoup de qualités, en générale *contradictoires*. Elle doit présenter une fuite inverse très faible, (pour ne pas décharger C quand *e* est retombé à une valeur plus faible), elle doit avoir une tension directe et une résistance parasite directe aussi faible que possible, enfin, il est souhaitable que son temps de récupération inverse soit bref. En effet,

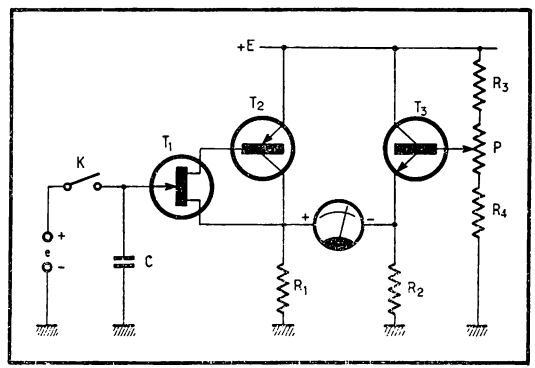


Fig. 7-10. — Un condensateur C peut constituer une « mémoire analogique » de tension, restant chargé, après fermeture puis ré-ouverture du contact K, à la tension e. Pour lire cette tension sans le décharger, on utilise un abaisseur d'impédance à T.E.C. + **p-n-p**, le transistor T_3 monté en collecteur commun ne servant qu'à faire la compensation de la polarisation grille-source du T.E.C. (réglage du zéro de V par le potentiomètre P). Exemple de réalisation : T_1 = 2 N 3966 (**Sescosem**) ou T 3 — 3 — E, T_2 = D 29 A 4, T_3 = 2 N 2923 (les deux de **Sescosem**). Tension + E = 12 V, R_1 = R_2 = 1,8 kΩ, R_3 = 82 kΩ, R_4 = 6,8 kΩ, P = 50 kΩ, voltmètre de plus de 5 kΩ/V, condensateur C de 1 μF au « Mylar » métallisé (vérifié pour sa fuite faible).

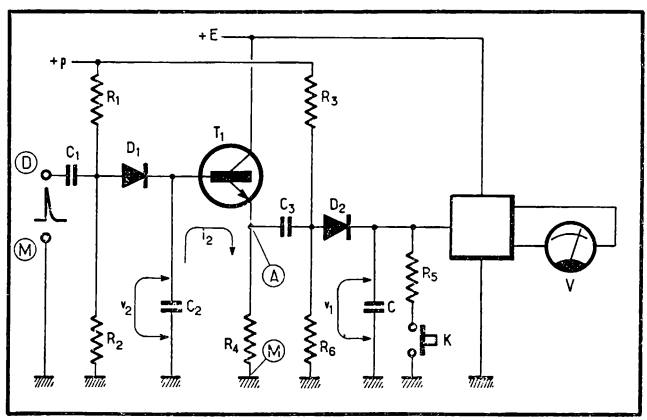


Fig. 7-11. — Pour garder en mémoire l'amplitude de crête d'une impulsion très courte, on commence par allonger un tout petit peu celle-ci par une détection de crête (D_1 et C_2). La tension V_2 ne descend plus que de 0,03 V/μs (alors que l'impulsion d'entrée descendait de 100 V/μs). Recopiée par l'étage collecteur commun T_1, elle peut être allongée de nouveau par une autre détection crête, par D_2 (à très faible fuite inverse) et C. Le montage de lecture de tension aux bornes de C (montage de la figure 7-10) permettra une lecture **pendant** plusieurs secondes sans décharge notable de la tension aux bornes de C.

quand cette diode vient d'être conductrice, des porteurs minoritaires font qu'elle conduira pendant un certain temps, en sens inverse, perdant ainsi une partie de la charge de C.

On rencontre quelquefois le problème suivant : lire commodément la valeur de crête d'une impulsion unique de très courte durée (quelques dizaines de nanosecondes). Dans ce cas, il est pratiquement impossible de demander au signal, en impulsion lui-même, de charger directement un condensateur C d'une valeur importante. On procède alors, en général, en deux étapes successives, ainsi que le représente le schéma simplifié de la figure 7-11.

Nous supposerons que l'impulsion dont nous voulons mesurer l'amplitude de crête est fournie par un générateur de résistance interne 50 Ω. C'est en général le cas, les sources d'impulsions ou de formes d'ondes en électronique très rapide ayant toujours des résistances internes très faibles.

Cette impulsion, ayant, par exemple, une durée à mi-hauteur de 30 ns, sera appliquée entre le point M et le point D. Le condensateur C_1 la transmet intégralement, et l'on s'arrange à ce que cette impulsion charge le condensateur C_2 à travers la diode D_1. Cette dernière est du type à récupération très rapide.

Le premier allongement.

Voyons comment se passeront les processus de charge et de décharge de C_2. En ce qui concerne la charge, puisque la capacité de C_2 est de 100 pF, et la résistance de source de 50 Ω, nous trouvons une constante de temps de 5 ns, en négligeant la résistance série de D_1 dans le sens direct (ce qui, hélas, est assez optimiste). Cette charge sera donc réalisée à plus de 80 % en 10 ns.

La figure 7-12 représente, en trait fin, l'impulsion appliquée à l'entrée. Sur la même figure a été tracée, en trait gras, la forme d'onde de variation de la tension v_2 aux bornes de C_2.

La charge de C_2 commence dès le début de l'impulsion d'entrée, c'est-à-dire à l'instant t_0. Elle ne se fait qu'avec un certain « retard », par rapport à l'impulsion d'entrée, du fait de la constante de temps de 5 ns indiquée plus haut (et, surtout, en raison de la résistance directe de la diode D_1).

A l'instant t_1, le potentiel de la base du transistor T_1 devient supérieur à celui de l'anode de la diode D_1. La charge de C_2 cesse donc à cet instant. La valeur de crête à laquelle T_2 s'est chargé n'est donc pas égale à la tension crête de l'impulsion d'entrée, mais elle lui est, en général, relativement proportionnelle, si la largeur de l'impulsion ne varie pas trop.

A partir de l'instant t_1, C_2 va se décharger. Il le fera par le courant de fuite de D_1, mais ce dernier est très faible. Cette diode est

à récupération rapide et, sans être exceptionnelle en ce qui concerne le courant de fuite, ce dernier sera largement inférieur au micro-ampère. C'est donc le courant i_2, courant base de T_1, qui va décharger C_2. Nous admettrons que T_1 a un gain en courant de 200, que les valeurs de tension et la valeur de la résistance R_4 sont telles que le courant émetteur maximal de T_1 est de l'ordre de 600 μA. Son courant maximal de base sera donc de 3 μA. Le rythme de décharge de C_2 sera donc donné par :

$$\frac{d\ v_2}{dt} = \frac{i_2}{C_2}$$

ce qui représente donc 3.10^4 V/s soit 0,03 V/μs.

La tension aux bornes de C_2, recopiée, à une différence de 0,7 V près, sur l'émetteur de T_1 présente donc une descente beaucoup plus lente que celle de l'impulsion appliquée à l'entrée.

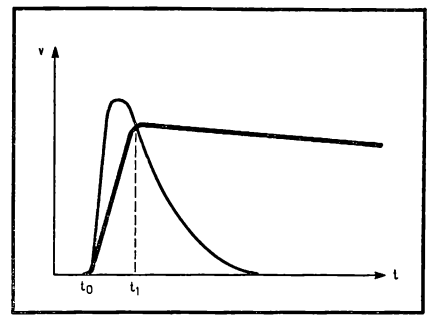


Fig. 7-12. — Formes d'ondes montrant la variation en fonction du temps de la tension à l'entrée (sur l'anode de D_1) en trait maigre, et de la tension aux bornes de C_2 (en gras).

Puisque T_1 fonctionne avec un courant émetteur (donc collecteur) de 0,6 mA, sa pente est donc égale à : $0,6 \times 35 = 20$ mA/V, ce qui correspond à une résistance interne de sortie, sur l'émetteur de T_1 considéré comme source, de l'ordre de $h_{11B} = 50\ \Omega$.

Second allongement.

Le condensateur C constituera donc, avec cette résistance interne de 50 Ω, une constante de temps de l'ordre de 0,5 μs. Pour le charger à 95 % de la valeur finale, il ne faudra donc que 1,5 μs (trois fois la constante de temps), ce qui ne représente qu'une décharge inférieure à 0,05 V du condensateur C_2.

Nous aurons donc la possibilité de charger très facilement C à une valeur proche de la tension crête apparue entre les points A et M. Avec un condensateur C de 10 nF, et une fuite grille du T.E.C. d'entrée du montage de la figure 7-10 (symbolisée ici par un petit carré), de 20 pA, la décharge de C se fera donc à un rythme de 2.10^{-3} V/s. Nous aurons donc tout le temps de lire cette valeur sur le voltmètre V.

Nous avons donc réalisé ainsi un double allongement. Pour l'impulsion d'entrée, en lui supposant une amplitude crête de 4 V, la vitesse de descente de son flanc arrière pouvait être de l'ordre de 6.10^7 v/s. L'impulsion allongée obtenue aux bornes de C_2 n'a plus qu'une vitesse de descente de 3.10^4 V/s soit 0,03 V/µs. Enfin, le signal de sortie, mesuré par V, a alors une vitesse de descente de 2.10^{-3} V/s. On voit que c'est le dernier allongement qui est le plus spectaculaire, mais il n'aurait servi pratiquement à rien d'employer un T.E.C. dans le premier étage, on aurait à peine gagné un facteur 10 sur le premier allongement, en raison de la fuite inverse de la diode D_1.

La polarisation positive, $+ p$, appliquée à l'anode de T_1 par le diviseur R_1 - R_2, et à l'anode de D_2 par le diviseur R_3 - R_6, a pour but d'éliminer, dans une certaine mesure, la différence de potentiel minimal de ces diodes, en dessous de laquelle une diode reste bloquée, même dans le sens passant. Il conviendra de tenir compte de l'effet de ces polarisations positives, lors de la lecture du voltmètre V, éventuellement par un étalonnage global de l'ensemble au moyen d'impulsions très brèves, entre D et M, d'amplitude connue.

Le poussoir K est destiné à décharger le condensateur C pour permettre une nouvelle mesure, surtout dans le cas où celle-ci peut être plus faible que la précédente.

4. — Détecteur de proximité.

Nous avons déjà signalé, au début de cet ouvrage, que la mesure du courant drain d'un T.E.C. dont la grille est laissée « en l'air », présente quelques difficultés : il suffit, dans plusieurs cas, d'approcher la main du montage pour voir ce courant varier dans d'importantes proportions.

Il s'agit là d'un phénomène d'influence capacitive et de détection par l'espace source-grille, dont nous allons tirer parti pour la réalisation suivante.

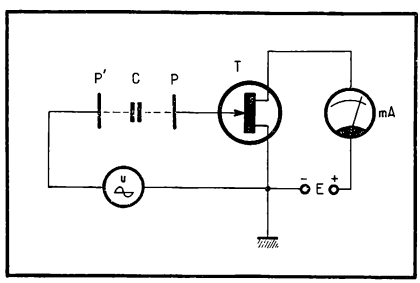


Fig. 7-13. — Principe général du détecteur de proximité : une tension alternative u est appliquée à la grille d'un T.E.C. par l'intermédiaire du condensateur C, constitué par deux plaques P et P'. La détection par la grille de cette tension fait baisser le courant moyen drain du T.E.C. lu sur le milliampèremètre mA.

Principe du détecteur.

Supposons (figure 7-13) qu'un T.E.C. soit monté avec sa grille « en l'air », reliée à une plaque métallique P. Un milliampèremètre permet de mesurer la valeur de son courant drain, lequel est, comme nous l'avons déjà dit plus haut (page 48), légèrement supérieur à la valeur I_{DSS}.

Supposons maintenant qu'une source de tension alternative *u* ait un de ses pôles relié à la source de T, l'autre étant connecté à une plaque P', formant avec la plaque P un condensateur C.

Un léger courant va pouvoir passer, pendant les alternances positives de la plaque P, il passera dans la jonction grille-source de T. Pendant les alternances négatives de la tension transmise à P par la capacité C, la grille de G deviendra négative.

Le potentiel de G peut donc monter très légèrement au-dessus de celui de la source, en revanche, il peut descendre notablement en dessous. Sa valeur moyenne diminue, ce qui entraîne une réduction du courant moyen de drain de T.

Nous pouvons maintenant modifier légèrement le montage de la figure 7-13, ainsi que l'indique la figure 7-14.

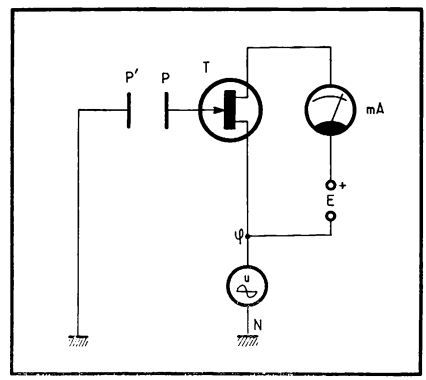


Fig. 7-14. — Le principe de la figure 7-13 est appliqué ici. La source de tension alternative u est appliquée entre la terre et la source du T.E.C. ; elle n'est autre que celle que fournit, plus ou moins directement, le réseau d'alimentation, sur une de ses phases, le neutre étant à la terre. La « plaque » P' est à la terre, c'est l'objet ou la personne que l'on veut détecter.

Ici, c'est la source du T.E.C. qui est portée à un potentiel alternatif *u*, compté par rapport à la terre, ceci étant réalisé en connectant cette source à la phase du secteur alternatif, dont le « neutre », N, est relié à la terre. Une plaque métallique (ou un conducteur), P', relié à la terre, provoquera donc la réduction du courant drain du T.E.C. lorsque cette plaque P' s'approchera de P. C'est là tout le principe du détecteur de proximité à T.E.C.

Avec une plaque P de dimensions relativement modestes, si la tension *u* est correctement appliquée (nous y reviendrons), on peut ainsi obtenir une variation facilement décelable du courant moyen de drain à partir de l'approche d'une personne (plus ou moins direc-

tement reliée au sol, c'est-à-dire à la terre), jusqu'à une distance de l'ordre du mètre. Un type de réalisation pratique d'un tel détecteur de proximité est représenté sur la figure 7-15.

Réalisation pratique.

Le courant drain de T_1 passe par la résistance R_1, aux bornes de laquelle il fait apparaître une certaine tension. Le filtre R_2 - C_2 élimine la majeure partie de la composante alternative de cette dernière. La tension aux bornes de C_2 débloque, en temps normal, le transistor T_2, qui se trouve porté à la saturation. Il y a donc blocage de T_3 et le relais R_l ne colle pas.

Si un objet métallique relié au sol, ou une personne marchant sur le sol, s'approche de la plaque P, la diminution du courant drain moyen de T_1 réduit la tension (presque continue) aux bornes de C_2. Dès que celle-ci est tombée en dessous de 1,5 V, la présence des diodes D_1 et D_2 empêche le courant direct de passer dans le transistor T_2. Celui-ci est alors bloqué, et le courant passant dans R_3 va saturer T_3, provoquant le collage du relais.

La diode D_3 est destinée à éviter une surtension lors du reblocage de T_3, surtension qui serait due à l'inductance du bobinage du relais. Le condensateur C_1 est de très petite valeur (quelques dizaines de picofarads). De toutes façons, il suffit qu'il soit d'une capacité nettement supérieure au condensateur C de la figure 7-13.

La résistance R_4 sert à protéger la grille du T.E.C. lors d'un contact éventuel direct entre la plaque P et la terre.

Le problème se complique un petit peu quand l'ensemble doit être installé dans un local où se trouvent déjà des conducteurs reliés à différentes phases du réseau électrique. Ces derniers induisent des tensions parasites sur P, et l'on peut voir le relais coller en permanence, sans que personne approche de cette plaque.

Montage de commande de C_1.

Il convient alors d'ajuster la phase et l'amplitude du signal u, ce qui peut se faire au moyen du montage de la figure 7-16.

L'auto-transformateur T permet de disposer au point B d'une tension alternative de 110 V_{eff}, en opposition de phase avec celle du point A, qui est celle de la phase du secteur. Le réseau déphaseur P_1 - C permet d'obtenir une tension, entre les points D et N qui peut, en gardant une amplitude à peu près constante, varier régulièrement en phase depuis la phase du point A jusqu'à celle du point B. Le potentiomètre P_2 permet de doser l'amplitude de cette tension. qui sera envoyée à travers C_1 à la source du T.E.C.

On cherchera le réglage de phase qui permet l'envoi de l'amplitude maximale de tension sur C_1 sans déclencher le relais.

S'il se trouvait que ce réglage ne soit pas possible (à moins de n'envoyer que des amplitudes extrêmement faibles, le curseur de P_2 étant presque au point N), il faudrait permuter le branchement de C et P_1 aux points A et B. Il ne faut pas permuter les deux fils du secteur, le point milieu de l'auto-transformateur devant être à la masse. Il faudra donc d'abord repérer le fil de la prise connecté au neutre, et celui qui est relié à la phase. C'est là une opération très facile, on utilise un simple contrôleur en voltmètre alternatif 150 V, un de ses fils étant relié à une conduite d'eau et l'autre étant placé successi-

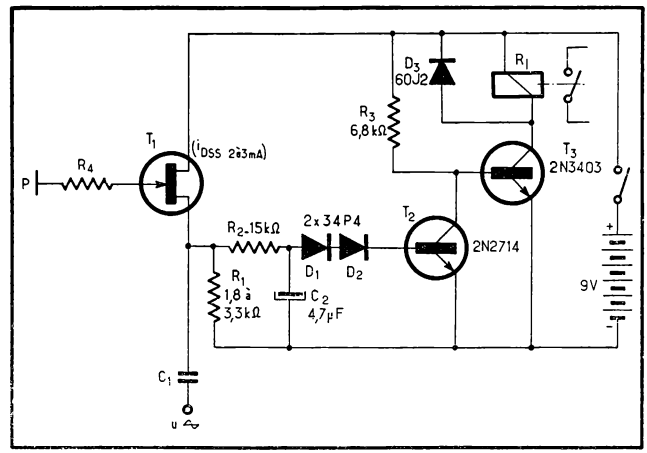


Fig. 7-15. — Schéma général du détecteur de proximité. Normalement, T_2 est maintenu à la saturation par la tension développée aux bornes de R_1 par le courant source de T_1 qui la traverse. Si ce courant vient à baisser, T_2 n'est plus saturé et T_3 débite, faisant coller le relais.

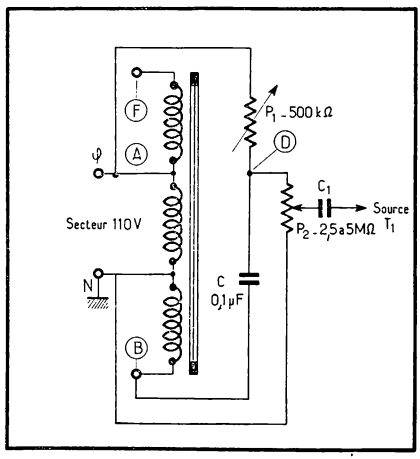


Fig. 7-16. — Au moyen d'un auto-transformateur à trois enroulements des 110 V (deux seulement sont nécessaires dans le cas où l'on dispose d'un réseau de 110 V, l'enroulement A - F étant destiné à permettre l'alimentation en 220 V), on peut obtenir une tension sur le curseur de P_2 dont l'amplitude, par rapport à la terre, est réglable par P_2, sa phase étant réglable par P_1. Un réglage adéquat de P_1 et de P_2 permet alors de pousser au maximum la sensibilité du détecteur, même en présence de champs électriques alternatifs parasites à 50 Hz.

vement dans les deux douilles de la prise de courant. Quand le fil en question est dans la douille reliée au neutre, le contrôleur ne doit pas dévier. Si ce fil est dans la douille reliée à la phase, on doit observer une tension de 110 V.

Signalons en passant que ce petit essai peut vous révéler une défectuosité de l'installation électrique de votre immeuble : si l'on trouve, par exemple, 110 V alternatifs entre la conduite d'eau et une des douilles du secteur, et 220 V alternatifs entre cette même conduite et l'autre douille, cela signifie que le neutre de l'installation n'est pas mis à la masse, tandis qu'une phase a été reliée, plus ou moins directement, à la terre par une installation électrique défectueuse dans un appartement proche, branché sur la même colonne montante. Dans ce cas, un coup de téléphone à l'E.D.F. s'impose.

Si l'on est « victime » d'une tension de 220 V, il faudra utiliser un auto-transformateur T dans lequel un enroulement supplémentaire prolonge la moitié supérieure au-delà de A, cet enroulement aboutissant au point F dans le schéma de la figure 7-16.

CHAPITRE 8

LE PROCHE AVENIR DES T. E. C. ET MOST

Quoique, en matière d'électronique, il ne soit rien de plus dangereux que de vouloir jouer au prophète, nous indiquerons cependant les lignes vraisemblables d'évolution des dispositifs T.E.C. et MOST dans les années 1970-1975. Extrapoler au-delà de cette dernière date serait évidemment hasardeux.

1. — Evolutions technologique et technique probables des dispositifs.

Vraisemblablement, on doit voir, dans les années à venir, une grande généralisation des T.E.C. dans les étages à petit niveau. Cette généralisation ne se fera que si elle est déclenchée à la fois par une augmentation des performances et par une réduction des prix des dispositifs.

En ce qui concerne les performances, les T.E.C. évolueront vraisemblablement vers une réduction des capacités parasites d'entrée et des capacités drain-grille des dispositifs. Nous avons indiqué que l'on rencontrait, dans certains modèles, des capacités parasites de 0,8 pF entre drain et grille. Il y a encore à gagner un coefficient 4 ou 5 au moins pour concurrencer efficacement les performances des transistors bipolaires haute fréquence.

En ce qui concerne la pente, il ne nous semble pas très intéressant de dépasser beaucoup les valeurs actuelles : des pentes de 4 à 10 mA/V suffisent pour les modèles à faible niveau. En revanche, il serait extrêmement intéressant de pouvoir disposer de telles pentes

avec des valeurs de I_{DSS} plus petites, par exemple de moins de 2 mA. Les constructeurs ne semblent pas très optimistes sur ce chapitre : quoi qu'il n'y ait pas un lien absolu entre le I_{DSS} et la pente maximale, on ne peut pas tout à fait dissocier les variations de ces deux paramètres. On arrive cependant à $s_0 = 3$ mA/V pour $I_{DSS} = 1{,}2$ mA.

La dissipation maximale de drain des modèles actuels petits niveaux est suffisante ; il n'y a pas lieu d'y apporter une amélioration quelconque.

En ce qui concerne la fuite de grille, il semble que de nouvelles recherches permettent d'espérer que les performances du T.E.C. à jonction pourront bientôt s'approcher de celles des MOST. Certains constructeurs parlent de courant grille de l'ordre du pico-ampère. Ce serait là un perfectionnement très intéressant.

Malheureusement, le progrès constant des circuits intégrés amène beaucoup de réalisateurs de semi-conducteurs à se désintéresser plus ou moins complètement des dispositifs séparés. Des crédits d'étude importants sont alloués aux recherches sur les circuits intégrés, dont la variété de types s'accroît rapidement, alors que les T.E.C. et MOST se développent relativement peu (en tenant compte de ce qui se passe dans les compagnies les plus à la tête du progrès en ce domaine).

Il serait intéressant, également, de pouvoir disposer de modèles de T.E.C. à canal N et à canal P. Ces derniers sont, maintenant, beaucoup plus rares que les premiers, alors qu'ils ont été presque les plus nombreux au début de la technique des T.E.C. Il semble que les T.E.C. à canal P, quoique plus difficiles à réussir que les modèles à canal N, sont aussi réalisables que les transistors bipolaires *p-n-p* au silicium, dont la technologie de fabrication est maintenant tout à fait maîtrisée.

Pour ce qui est de l'évolution technologique des dispositifs, nous pensons que l'on ira de plus en plus vers deux catégories :

— Les modèles économiques à enrobage plastique ;

— Les modèles « de luxe », en boîtier métallique.

L'enrobage plastique a inspiré, pendant un certain temps, certaines craintes aux utilisateurs, qui craignaient que l'étanchéité insuffisante de la résine ne provoque une entrée d'humidité dans les dispositifs. Il faut reconnaître que les premiers modèles n'étaient pas parfaits sous ce rapport.

Les progrès considérables réalisés dans les techniques d'enrobage, et dans la préparation des résines de moulage, ont fait qu'on peut pratiquement obtenir la même fiabilité des modèles à boîtier plastique que des modèles à boîtier métallique.

Il serait évidemment souhaitable que des constructeurs se décident à réaliser des T.E.C. dans un boîtier comportant un anneau de garde pour la sortie de la connexion de grille. Il semble, malheu-

reusement, que peu de constructeurs envisagent cela, s'il en est même qui l'envisagent.

Evidemment, dès maintenant, on trouve des T.E.C. de très petit volume, prévus pour les montages sur les circuits dits « hybrides », dans lesquels les résistances sont réalisées par des dépôts métalliques sur un substrat isolant. Toutefois, la faveur du public allant plus vers les circuits intégrés monolithiques (à substrat de silicium), tout au moins pour le moment, nous ne disposons pas actuellement de nombreux modèles d'amplificateurs opérationnels en circuit hybride avec des T.E.C. à l'entrée (*).

En ce qui concerne les MOST, l'évolution devrait aller vers un système de protection de la grille qui ne perturberait en aucune façon la résistance d'isolement très élevée de ces dispositifs.

Toutefois, comme les constructeurs réalisent surtout des MOST pour l'emploi en haute fréquence, ils se soucient relativement peu des performances en haute impédance. Ils ajoutent donc des protections mais celles-ci rabaissent la résistance d'entrée à moins de 10^{10} Ω.

Enfin, quoi qu'il existe déjà des modèles de T.E.C. doubles appariés dans un même boîtier, ainsi que des MOST doubles, on peut penser qu'il y a là un développement intéressant, surtout dans la mesure où l'on donnera à ces deux dispositifs dans le même boîtier des dérives thermiques aussi voisines que possible l'une de l'autre. Il semble que cela doive pouvoir se réaliser dans un avenir assez proche.

2. — Les T.E.C. de puissance.

La réalisation à prix intéressant de T.E.C. de puissance serait très souhaitable, car elle permettrait de réaliser des étages finaux d'amplificateur basse fréquence très économiques : étant donné la très faible valeur de puissance nécessaire pour l'attaque des grilles de ces T.E.C. de puissance, on pourrait obtenir un amplificateur très simplifié, sans avoir besoin d'y adjoindre les étages Darlington nécessaires avec les transistors de puissance bipolaires.

Il faut aussi tenir compte d'un avantage intrinsèque du T.E.C. : l'absence d'emballement thermique (le courant drain, pour une polarisation faible de grille, *diminue* quand la température augmente).

La limitation en puissance, plus petite que celle des transistors bipolaires, tient à la résistivité du matériau dont le canal est fait. Avec la structure « en brosse » du « Gridistor », on peut admettre un cou-

(*) Il convient de noter que l'on ne voit guère comment on pourrait réaliser des circuits intégrés de puissance pour le V.H.F. et l'U.H.F. Ceci avantagera encore pour plusieurs années les dispositifs discrets dans ce domaine.

rant drain maximal de 4 A par millimètre carré de pastille de silicium, mais la faible résistivité du matériau limite alors la tension drain-source à 60 ou 70 V. Il existe pourtant des « Gridistors » d'une dissipation drain de 30 W, capable de fournir une puissance de sortie de 8 W à une fréquence de 500 MHz. Des modèles plus petits fournissent 1,5 W à 500 MHz avec un rendement de drain de 37 %, ou même 1 W à 700 MHz avec un gain de 4 dB.

Des « Gridistors » à structure en brosse (canaux perpendiculaires à la surface du silicium) permettent déjà des dissipations drain importantes, avec des pentes dépassant 1 A/V.

3. — Les T.E.C. et MOST tétrodes.

Nous avons déjà évoqué le problème des MOST tétrodes en parlant (page 40) de l'influence de la polarisation substrat-source dans un MOST. Toutefois, nous ne considérons pas qu'il s'agit là d'un véritable tétrode, mais, plus exactement, d'un transistor bi-grille à structure mixte MOST-T.E.C. Nous ne minimisons pas l'importance de la possibilité qu'offre l'action sur le substrat, mais l'intérêt est tout de même moins grand. Ce qui serait particulièrement intéressant, c'est la réalisation d'une véritable tétrode, dans laquelle les deux grilles agiraient *l'une après l'autre* sur le canal.

Il semble que ce soit là la solution possible de la réduction considérable de la capacité de réaction drain-(grille n° 1) des T.E.C. et MOST. Une grille n° 2, portée à un potentiel continu, réaliserait une sorte de « blindage » entre la grille G_1 et le drain.

Contrairement à ce qui se fait dans les tétrodes à vide, la présence d'une troisième grille ne s'impose pas, puisqu'il n'y a pas d'émission secondaire dans un T.E.C. ou un MOST.

La commande de la pente de la grille G_1 d'un T.E.C. ou d'un MOST par la polarisation de la grille G_2 (déjà réalisable avec la commande par le substrat), permettrait de réaliser simplement, par exemple, un générateur basse-fréquence du type R-C : la tension de commande de l'amplitude (obtenue par détection du signal de sortie), étant appliquée en négatif sur la deuxième grille.

Déjà, des modèles de MOST tétrode permettent de très intéressantes performances du point de vue V.H.F. Nous pensons que de tels éléments doivent, dans un avenir relativement proche, arriver à rattraper les performances des meilleures pentodes à vide. Il convient aussi de citer les T.E.C. bipolaires, une structure nouvelle qui combine l'utilisation de l'effet de champ et de l'injection par une jonction. Ces modèles, en cours de développement, pourraient avoir un avenir très intéressant.

4. — Les circuits intégrés à T.E.C. et à MOST.

Il est bien évident que c'est dans le domaine des circuits intégrés que va porter le maximum d'effort des chercheurs travaillant sur les T.E.C. Des résultats spectaculaires ont été obtenus à ce jour, en particulier la réalisation de registres à décalage à 50 chiffres binaires. Dans le domaine des circuits intégrés, c'est essentiellement le MOST qui est le plus intéressant ; sa réalisation nécessite moins de diffusions que celle des circuits intégrés à T.E.C. à jonction. Toutefois, les circuits intégrés à T.E.C. jonction sont en passe de revenir en force : de nouveaux procédés de réalisation technologiques peuvent les rendre compétitifs avec les circuits intégrés à MOST.

Avec le progrès actuel de l'intégration sur large échelle, communément dénommée L.S.I., on assistera certainement à des résultats très intéressants, essentiellement dans le domaine des circuits intégrés logiques.

Il n'est pas interdit de penser que l'utilisation de nouveaux modes de fonctionnement des MOST, par exemple en tout ou rien à découpage, permette de réaliser, au moyen de ces circuits intégrés à MOST, des amplificateurs basse fréquence intéressants de puissance non négligeable. Nous ne croyons toutefois pas qu'il y ait un grand avenir dans cette voie.

En revanche, le seul point qui limite, à l'heure actuelle, l'augmentation du taux d'intégration dans les circuits intégrés à MOST, est une raison bien prosaïque : le nombre maximal de connexions dans un boîtier de circuit intégré.

Pour pallier cette difficulté, les ingénieurs de circuits ont eu souvent recours à des techniques assez inattendues. En particulier, c'est quelquefois en augmentant encore le taux d'intégration que l'on peut diminuer d'une façon notable la quantité de connexions de sortie nécessaire : les interconnexions sont faites dans le boîtier.

Il est normal de penser que, dans le domaine des circuits intégrés logiques, la technologie MOST doive bientôt concurrencer très efficacement la technique T.T.L. On arriverait alors à des abaissements si spectaculaires du prix de revient des ensembles de calcul et de stockage des données qu'il ne serait pas invraisemblable d'envisager « l'ordinateur de poche ».

Si nous nous permettons d'extrapoler un peu plus loin, la possibilité de réaliser ainsi toute la part relativement automatique de l'activité liée au raisonnement humain, semble promettre un développement énorme de la connaissance. Si les T.E.C. et les MOST y ont contribué, c'est évidemment là leur plus grand titre de gloire.

BIBLIOGRAPHIE

Pour chaque référence bibliographique, on trouve, dans l'ordre :

— le nom de l'auteur (X..., pour un article anonyme) ;

— le titre de l'article ;

— éventuellement, entre parenthèses, une indication supplémentaire sur le contenu de l'article, ou la traduction du titre si ce dernier n'est pas en anglais ;

— le nom de la revue dans laquelle l'article a été publié ;

— la date et (ou) le numéro de la revue ;

— la ou les pages où se trouve l'article, l'indication pp. signifiant qu'il y a plusieurs pages, dans ce cas, un trait d'union entre deux nombres n et n' (pp. n-n') signifie que l'article va de la page n (comprise) à la pagne n' (comprise).

Les abréviations suivantes ont été utilisées :

— TR/E : revue *Toute l'Electronique* (depuis le n° 270 de novembre 1962) précédemment *Toute la Radio.*

— Es : revue « *Electronics* » (Mc Graw Hill).

— E.D. : revue *Electronic Design.*

— E.E. : revue *Electronic Engineering.*

— E.I. : revue *Electronique Industrielle.*

Les initiales J.-P. O. désignent celles de l'auteur.

[1] S. Teszner & R. Gicquel : *Le gridistor,* L'Onde Electrique, n° 406 (janvier 1966), pp. 99-104.

[2] H. Lilen : *Le MESFET,* E.I. n° 121 (mars 1969), pp. 159-160.

[3] X... : *Les transistors à effet de champ à porte isolée et leurs applications,* Electronique 1967 n° 74, pp. 385-397.

[4] J.-P. O. : *Les dispositifs à haute impédance à l'état solide,* L'Onde Electrique n°s 480-481 (mars-avril 1967), pp. 470-482.

[5] Van Der Ziel & Ero : *Small signal high frequency theory of field effect transistors,* IEEE (Transactions on electron devices) avril 1964, p. 128.

[6] J.-P. O. : *Les transistors à effet de champ,* E.I. n° 88 (novembre 1965), pp. 442-446 et n° 89 (décembre 1965), pp. 515-519.

[7] J. Leleu : *Applications industrielles du transistor à effet de champ,* E.I. n° 89 (décembre 1965), pp. 520-526.

[8] J.-P. O. : *Les transistors M.O.S.T.,* E.I. n° 100 (janvier 1967), pp. 23-27.

[9] J.-P. O. : *Utilisation des transistors M.O.S.,* L'Onde Electrique n° 484-485 (juillet-août 1967), pp. 959-962.

[10] F. Juster : *Montages pratiques à transistors à effet de champ,* Electronique 1967 n° 74, pp. 377-381.

[11] E. MARMUREK : *Nouvelles applications H.F. des transistors à effet de champ,* Electronique 1967 n° 74, pp. 371-376.

[12] J. N. BARRY : *Some novel circuits using M.O.S. transistors,* E.E. 1968 n° 482, pp. 178-182.

[13] GLOVER : *Using a new device : field effect transistor oscillator,* Es (21 décembre 1962), p. 44.

[14] X... : *FETs : first user survey,* E.E.E. (janvier 1964), p. 88.

[15] KROLL : *High input impedance unity gain FET amplifier,* E.E.E. (avril 1964), p. 62.

[16] FEIN : *Solid-state electrometers with input-capacitance neutralization,* I.E.E.E. (Transactions on bio-medical electronics janvier-avril) 1964, p. 13.

[17] MUNOZ : *Put FETs to work in electrometers,* E.D. (11 mai 1964), p. 56.

[18] SHERWIN : *How, why and where to use FETs,* E.D. (17 mai 1966), pp. 38-44.

[19] J. S. VOGEL : *Verzerrungsverminderung in Feld Effekte Transistoren Verstarker* (réduction de la distorsion dans les amplificateurs à transistors à effet de champ), A.E.U. 1968 (volume 2 n° 5), pp. 213-219.

[20] D. E. O. N. WADDINGTON : *Sensitive FET voltmeter,* Wireless World 1968 n° 1391, pp. 99-101.

[21] SMITH : *Infinite Z junction-FET electrometer amplifier,* E.E.E. (février 1966), p. 63.

[22] EVANS : *Biasing FETs for zero DC-drift,* Electro-technology (août 1964), p. 93.

[23] HEIMAN & MILLER : *Temperature dependance of N type MOS transistors,* I.E.E.E. (Transactions on electron devices) volume ED 2 n° 3 (mars 1965), p. 142.

[24] BUCKHOLZ : *Biasing a FET for low drift,* Es (30 mai 1966), p. 92.

[25] FATTAL : *Field effect transistors as choppers* Semiconductor Products, avril 1964, p. 13.

[26] TODD : *FETs as voltage variable resistors,* E.D. (13 septembre 1965), p. 66.

[27] FLEENOR : *Low noise preamplifier uses field effect transistors,* Es 12 (avril 1963), p. 67.

[28] BAILEY : *FET audio amplifiers : step by step design,* E.E.E. (décembre 1965), p. 46.

[29] SMITH : *Low noise FETs sound good to circuit designers,* Es (14 décembre 1964), p. 63.

[30] MURPHRE & HAMMOND : *Field effect transistors give ultra-linear sawthoth,* E.D. (5 juillet 1963), p. 62.

[31] DOBKINS : *FET diode generator has linear sawtoth sweep,* E.D. (13 septembre 1963), p. 94.

[32] SHIPLEY : *Analog switching circuits using FETs,* Es (28 décembre 1964), p. 45.

[33] WONG : *Using field effect transistor for digital circuits,* Electronic Industries (mai 1965), p. 60.

[34] BOGART : *Matched transistors « passé » for FET squarer, E.D.* (8 novembre 1965), p. 36.

[35] EVANS : *FETs in integrated circuits for analog and digital equipments,* Solid State Design (janvier 1965), p. 26.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION 7

1. — Les dispositifs 15
2. — Les montages fondamentaux 75
3. — Circuits impulsionnels 103
4. — Les circuits modulateurs 137
5. — Circuits d'utilisation en régime linéaire basse fréquence . 171
6. — Circuits d'utilisation en H.F., V.H.F. et U.H.F. 197
7. — Circuits des appareils de mesure 225
8. — Le proche avenir des T.E.C. et MOST 257

BIBLIOGRAPHIE 262

LES MEILLEURS OUVRAGES D'ÉLECTRONIQUE

EXTRAITS DE NOTRE CATALOGUE

ANALYSE ET CALCUL DES AMPLIFICATEURS HAUTE FREQUENCE, par **A. Bensasson.** — Description d'une méthode de calcul originale pour l'étude des filtres passe-bande à deux et trois circuits couplés.
448 pages, format 16-24 ..... **47,80 F**

APPAREILS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS, par **H. Schreiber.** — Nombreux exemples de l'utilisation pratique des transistors dans les appareils de mesure et dans les circuits industriels.
388 pages, format 16-24 ..... **38,80 F**

CIRCUITS DE LOGIQUE, par **R. Damaye.** — Fonctions logiques; algèbre de Boole; simplification des fonctions; décodage et affichage; réalisation et protection des circuits; protection contre les parasites industriels.
372 pages, format 16-24 **48,00 F**

CIRCUITS ELECTRONIQUES A TRANSISTORS, par **J.-P. Œhmichen.** — La solution de tous les problèmes électroniques; études des signaux : production, transformation, mesure et utilisation.
288 pages, format 16-24 ..... **26,85 F**

EMPLOI RATIONNEL DES CIRCUITS INTEGRES, par **J.-P. Œhmichen.** — Structures, circuits logiques, mémoires, comptage binaire et décimal, emploi des circuits intégrés, amplificateurs opérationnels, comparateurs, amplificateurs et stabilisateurs de tension intégrés; évolution probable.
480 pages, format 16-24 ..... **62,70 F**

EMPLOI RATIONNEL DES TRANSISTORS, par **J.-P. Œhmichen.** — Livre de base traitant de toutes les applications des semi-conducteurs dans les différents secteurs de l'électronique.
416 pages, format 16-24 (3e édition) ..... **29,85 F**

GUIDE MONDIAL DES SEMI-CONDUCTEURS, par **H. Schreiber.** — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonction (transistors, transistors à effet de champ, diodes).
208 pages, format 24-16 (7e édition) ..... **30,00 F**

L'ELECTRONIQUE?... RIEN DE PLUS SIMPLE!, par **J.P. Œhmichen.** — L'auteur utilise la célèbre méthode de E. Aisberg avec les dialogues de Curiosus et Ignotus.
256 pages, format 18-23 (3e édition) ..... **27,00 F**

LES MONTAGES A TRANSISTORS AU LABORATOIRE ET DANS L'INDUSTRIE, par **H. Schreiber.** — Alimentations stabilisées; convertisseurs de courant; transistors en impulsion, production et transformation de signaux; amplificateurs de mesure et de commande.
288 pages, format 16-24 ..... **29,85 F**

PRATIQUE ELECTRONIQUE, par **J.-P. Œhmichen.** — Conception, calcul et réalisation des ensembles électroniques.
304 pages, format 16-24 (2e édition) ..... **13,45 F**

PRINCIPES ET APPLICATIONS DES CIRCUITS INTEGRES LINEAIRES, par **H. Lilen.** — Technologie; montages différentiels; amplificateurs opérationnels; comparateurs; mesures; alimentations stabilisées; applications industrielles et grand public; cent schémas d'utilisation.
432 pages, format 16-24 ..... **53,75 F**

SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS BASSE FREQUENCE A TRANSISTORS, par **R. Besson.** — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc.
144 pages, format 16-24 (3e édition) ..... **17,90 F**

TECHNOLOGIE DES CIRCUITS IMPRIMES, par **Œhmichen.** — Un ouvrage très documenté; étude des matériaux et détails technologiques concernant aussi bien les prototypes que les fabrications en petites ou grandes séries.
240 pages, format 16-24 ..... **32,85 F**

TECHNOLOGIE DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES, par **R. Besson.** — Le tome premier est consacré aux résistances, bobinages et condensateurs, le tome second aux diodes, transistors et circuits intégrés, le tome 3 aux composants B.F.
Tome I : 320 pages, format 16-24 ..... **29,85 F**
Tome II : 304 pages, format 16-24 ..... **32,85 F**
Tome III : 272 pages, format 16-24 ..... **32,85 F**

VOTRE REGLE A CALCUL, par **Ch. Guilbert.** — Il ne faut pas se borner à faire de simples règles de trois avec une règle à calcul. L'auteur expose tout le parti que l'on peut tirer de cet instrument quand on le connaît parfaitement.
80 pages, format 21-27 (2e édition) ..... **11,95 F**

(Ajouter 10 % pour frais d'envoi)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, 75006 PARIS C.C.P. Paris 1164-34

De création relativement récente, le transistor à effet de champ prend une place de premier rang dans la famille des semi-conducteurs.

L'ouvrage de M. OEHMICHEN, chercheur et éminent professeur dans une grande école d'électronique, ne fait appel à aucun développement mathématique fastidieux qui, bien souvent, ne sert qu'à faire étalage de savoir et rebute le lecteur.

Après l'analyse comparative des montages fondamentaux, l'auteur examine d'abord les circuits impulsionnels, astables, monostables et bistables. Suit un chapitre sur les circuits modulateurs, fort important, car il concerne l'ensemble des applications à la commutation électronique. Ensuite, l'auteur examine successivement les différentes variétés de circuits d'utilisation en H.F., V.H.F. et U.H.F., où il passe en revue, dans l'ordre, les circuits d'oscillateurs, d'amplificateurs sélectifs et vidéo-fréquence.

Dans toutes ces applications, il étudie les différents dispositifs à effet de champ et montre tant leur position actuelle dans la compétition avec les transistors à injection d'une part, et les tubes électroniques d'autre part, que leur position prévisible, compte tenu des nouveautés de laboratoire dont la commercialisation peut être raisonnablement escomptée. Un chapitre sur les appareils de mesure complète cette étude exhaustive.

A tous ces titres, cet ouvrage doit être considéré comme un outil de travail tant par l'ingénieur que l'étudiant ou le technicien appelés à se recycler ou à utiliser toutes les ressources de la technique dans la compétition moderne.